

Sensorlose Regelung gesättigter Synchronmaschinen bis zum Stillstand unter Last

Dissertation

Zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Der Technischen Universität Ilmenau

von
Thomas Szalai

Datum der wissenschaftlichen Aussprache : 21.11.2014
1. Gutachter : Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt
2. Gutachter : Dr.-Ing. Matthias Förster
3. Gutachter : Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Leistungselektronik und Steuerungen in der Elektroenergietechnik der Technischen Universität Ilmenau

Ich danke Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt , für die Gelegenheit diese Arbeit anzufertigen und für seine organisatorische Unterstützung. Einen besonderen Dank möchte ich Dr.-Ing. G. Berger für seinen fachlichen Beistand und seine unermüdliche Unterstützung während der letzten Jahre aussprechen.

Bei allen anderen Kollegen und Kolleginnen des Fachgebiets möchte ich mich für das gute Arbeitsklima, die vielen fachlichen Anregungen und die Geduld, die mir und meinen pfeifenden Motor entgegenbracht wurde, herzlich bedanken.

Meinem langjährigen Freund und Mitbewohner R. P. Uhlig möchte ich vor allem fürs Zuhören danken. Der Austausch mit ihm hat mir häufig erlaubt meine Gedanken zu ordnen oder neue Wege zu gehen, wenn es mal wieder aussah, als ob ich vor einem unlösbaren Problem stünde.

Ein herzlicher Dank gilt auch meinen Eltern, die mich trotz meines sehr spontanen Entschlusses zur Promotion bei diesem Vorhaben voll unterstützt haben. Dieser Rückhalt hat mir viele Entscheidungen leichter gemacht und somit entscheidend zum Abschluss dieser Arbeit beigetragen.

Thomas Szalai

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	V
Tabellenverzeichnis.....	VII
Abkürzungsverzeichnis	VII
Symbolverzeichnis	VIII
1 Einleitung	1
1.1 Die permanenterregte Synchronmaschine	1
1.2 Feldorientierte Regelung ohne mechanischen Geber.....	3
1.3 Zielstellung und Aufbau der vorliegenden Arbeit	4
2 Regelung von Synchronmaschinen	6
2.1 Ausführungsformen von Synchronmaschinen	6
2.2 Raumzeigerdarstellung.....	7
2.3 Grundwellenmodell der Synchronmaschine	8
2.4 Pulsweitenmodulation mittels Pulswechselrichter	12
2.4.1 Funktionsweise des idealen Pulswechselrichters	12
2.4.2 Ansteuerungsverfahren für Pulswechselrichter	15
2.4.3 Pulsweitenmodulation	16
2.5 Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine	18
2.5.1 Aufbau und Funktionsweise.....	18
2.5.2 Besonderheiten im sensorlosen Betrieb	19
3 Methoden der sensorlosen Regelung	21
3.1 Physikalische Effekte	21
3.2 Sensorlose Regelung bei mittleren und hohen Drehzahlen	22
3.2.1 Gegenüberstellung bekannter Verfahren	22
3.2.2 Auswahl eines Verfahrens zur Umsetzung	24
3.3 Sensorlose Regelung im Niedrigdrehzahlbereich und Stillstand.....	25
3.3.1 Genutzte Anisotropien	25
3.3.2 Störende Anisotropie-Effekte	26
3.3.3 Gegenüberstellung der Verfahren zur hochfrequenten Signaleinprägung	27

3.3.3.1	Kontinuierlich eingeprägte Testsignale	28
3.3.3.2	Periodisch aufgeschaltete Testsignale.....	29
3.3.4	Gegenüberstellung der Auswertungsmethoden	30
3.3.5	Auswahl eines Verfahrens und der Auswertungsmethode für die Umsetzung.....	32
3.4	Bestimmung des Rotorwinkels durch Integration der Spannung.....	33
3.4.1	Feldmodell	33
3.4.2	Phasenregelkreis (PLL).....	35
3.5	Bestimmung des Rotorwinkels durch hochfrequente Signaleinprägung	36
3.5.1	Hochfrequentes Maschinenmodell.....	37
3.5.2	Ableitung des hochfrequenten Stromraumzeigers	38
3.5.3	Demodulation des hochfrequenten Stromraumzeigers	41
3.5.3.1	Bandpass - Hochpass – Kombination	42
3.5.3.2	Tiefpass - Kombination.....	43
3.5.3.3	Auswahl des Demodulationsverfahrens	45
3.5.4	Ermittlung der Startposition.....	45
3.5.4.1	Zwei-Schritte-Verfahren	46
3.5.4.2	Ein-Schritt-Verfahren.....	47
3.5.5	Kompensation der Zweigverriegelungszeit des Wechselrichters	48
3.5.6	Kompensation der Kreuzsättigung.....	52
3.5.7	Phasenregelkreis (PLL).....	53
4	Sensorlose Regelung eines zweiphasigen Hybrid-Schrittmotors.....	54
4.1	Aufbau von Hybrid-Schrittmotoren	54
4.2	Pulswechselrichter für zweiphasige Antriebe	57
4.3	Pulsweitenmodulation für zweiphasige Antriebe	58
4.4	Ermittlung der Startposition per Zwei-Schritte-Verfahren	59
4.5	Analyse des Motorverhaltens.....	61
4.5.1	Magnetischer Fingerabdruck.....	64
4.5.2	Fourieranalyse	67
4.5.2.1	Theoretische Grundlagen	67
4.5.2.2	Anwendung zur Motoranalyse	70
4.5.3	Einordnung der beobachteten Effekte.....	72
4.5.3.1	Kreuzsättigung	72
4.5.3.2	Räumliches Anisotropie-Gegensystem	72
4.5.3.3	Nicht erfassbare Störungen	73

5	Hybrid-Schrittmotor mit veränderlichen Induktivitäten	74
5.1	Motormodell mit veränderlichen Induktivitäten	74
5.2	Sättigungsmodell.....	77
5.2.1	Messung der Motorinduktivitäten.....	77
5.2.2	Modellsynthese	78
5.3	Simulationsergebnisse.....	80
6	Fehler bei der Winkelrekonstruktion und geeignete Kompensationsstrategien.....	82
6.1	Störende Anisotropien.....	82
6.1.1	Ursache – konstruktive Anisotropien.....	82
6.1.2	Lösung - Modell mit mehreren Anisotropien	82
6.1.3	Ergebnisse	84
6.2	Instabilität des sensorlosen Modells	86
6.2.1	Ursachen.....	86
6.2.1.1	Fehlorientierung beeinflusst Achsverschiebung	86
6.2.1.2	Fehlorientierung verzerrt Positionssignale.....	88
6.2.2	Lösung – Regelung des HF-Mitsystems	92
6.2.2.1	Theoretischer Hintergrund	92
6.2.2.2	Umsetzung	93
6.2.3	Funktionsnachweis des HF-Mitsystem-Reglers.....	97
6.2.4	Ergebnisse	99
6.3	Variierender Winkelfehler-Offset.....	100
7	Dynamik unter Einsatz des HF-Mitsystem-Reglers.....	102
7.1	Stromregelung	102
7.2	Drehzahlregelung	104
7.3	Wechsel zwischen hochfrequenter Signaleinprägung und Feldmodell	106
7.4	Erreichte und Geforderte Dynamik.....	108
8	Abschließende Bemerkungen	110
8.1	Zusammenfassung der Ergebnisse	110
8.2	Ausblick	112
9	Anhang	114
9.1	Daten des Versuchsstandes	114
9.2	Systemimpedanz für hochfrequentes Signal	115

9.3	Einfluss der Zweigverriegelungszeit.....	116
9.4	Simulinkmodell eines Motors mit veränderlichen Induktivitäten.....	117
9.5	Referenzmessungen	118
9.6	Parameter für Feldmodell, HF-Demodulation und PLL	119
9.7	Detailaufnahmen der Beschleunigungsverläufe.....	122
10	Literaturverzeichnis	123

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: PMSM Läufer mit a) oberflächenmontierten und b) eingebetteten Magneten .	6
Abbildung 2.2: Räumliche Anordnung der Wicklungsstränge im α - β -Koordinatensystem	8
Abbildung 2.3: Statorfestes und rotorfestes Koordinatensystem	9
Abbildung 2.4: Signalflussplan der permanenterregten Synchronmaschine	12
Abbildung 2.5: Ersatzschaltbild des idealen Zweipunkt-Wechselrichters	13
Abbildung 2.6: Spannungsraumzeiger des Wechselrichters im α - β -Koordinatensystem	14
Abbildung 2.7: Steuerspannungen und resultierende Leiter-Erde-Spannungen	16
Abbildung 2.8: Feldorientierte Regelung der PMSM	19
Abbildung 3.1: Bodediagramm der Rotorachsen für $R_s=1\Omega$; $L_d=1\text{mH}$; $L_q=1.2\text{mH}$	27
Abbildung 3.2: Feldmodell zur Rotorwinkelbestimmung	33
Abbildung 3.3: Feldmodell mit Rückführung	34
Abbildung 3.4: Einfluss der Rückführung(PT1-Glied) auf das Modellverhalten	34
Abbildung 3.5: PLL-Struktur zur Winkelaufbereitung	36
Abbildung 3.6: Verhalten der differentiellen Induktivität im Arbeitspunkt	38
Abbildung 3.7: HF Stromraumzeiger bei Einprägung eines rotierenden Testsignales	41
Abbildung 3.8 : Demodulation des HF-Stromes mit BP-HP-Kombination	42
Abbildung 3.9: Demodulation des HF-Stromes mit Tiefpass-Kombination	44
Abbildung 3.10: Einfluss der Zweigverrieglungszeit bei positivem Phasenstrom	49
Abbildung 3.11: Auswirkung der Fehlerspannung	50
Abbildung 3.12: Achsverschiebung in abhängig von I_q	52
Abbildung 4.1: Zweiphasiger HSM mit vier Wicklungen in Schnittdarstellung	55
Abbildung 4.2: Pulswechselrichter für 2-phasige Antriebe	57
Abbildung 4.3: Steuer- und resultierende Phasenspannungen für 2-phasige PWM	58
Abbildung 4.4: Fehler bei Ermittlung der Startposition bei zu großem d-Strom(200mA)	60
Abbildung 4.5: Korrekte Bestimmung der Startposition mit kleinem d-Strom(60mA)	60
Abbildung 4.6: Positionssignale des HF Gegensystems bei Unterschiedlicher Belastung	62
Abbildung 4.7: Schätzwinkel der HF Methode bei unterschiedlicher Belastung	63
Abbildung 4.8: magnetische Fingerabdrücke des HF Gegensystems (hg - KS)	65
Abbildung 4.9: magnetische Fingerabdrücke in transformierten Koordinaten (mag - KS)	66
Abbildung 4.10: Amplituden und Phasen der Harmonischen im HF-Gegensystem	71
Abbildung 5.1: Messung der Motorinduktivität in verschiedenen Arbeitspunkten	77
Abbildung 5.2: differentielle Motorinduktivität in Abhängig vom Grundschwingungsstrom	78

Abbildung 5.3: Nachbildung der Kreuzsättigung durch arctan-Funktion.....	79
Abbildung 5.4: Vergleich der gemessener Anisotropien (links) mit der Simulation (rechts)....	80
Abbildung 6.1: Kompensation störender Anisotropien mittels Anisotropiemodell.....	84
Abbildung 6.2: Winkelfehler mit Anisotropiemodell im Encoderbetrieb bei $I=I_n$	84
Abbildung 6.3: Winkelfehler mit Anisotropiemodell im sensorlosen Betrieb bei $I=I_n$	85
Abbildung 6.4: Einfluss der Fehlorientierung auf die Kreuzsättigung	87
Abbildung 6.5: Fehler des sensorlosen Modells für (a) $\varphi_{err} = 10^\circ$ und (b) $\varphi_{err} = 20^\circ$	90
Abbildung 6.6: Fehler des sensorlosen Modells für (a) $\varphi_{err} = -10^\circ$ und (b) $\varphi_{err} = -20^\circ$	91
Abbildung 6.7: Fehler des sensorlosen Modells für (a) $I = 0,75I_n$ und (b) $I = 1,5I_n$	91
Abbildung 6.8: Fehler des sensorlosen Modells für (a) $I = -0,75I_n$ und (b) $I = -1,5I_n$	92
Abbildung 6.9: HF-Mitsystem (a) und Korrekturfaktor zur Fehlerkompensation (b)	93
Abbildung 6.10: Gemessene Abhängigkeit zwischen HF-Mitsystem und Winkelfehler	94
Abbildung 6.11: HF-Mitsystem-Regler	95
Abbildung 6.12: Sektorauswahl für HF-Mitsystem-Regler	95
Abbildung 6.13: Gesamtstruktur für sensorlose Berechnung des Rotorwinkels	97
Abbildung 6.14: Verhalten des HF-Mitsystem-Reglers bei kaltem Motor (24°C).....	98
Abbildung 6.15: Verhalten des HF-Mitsystem-Reglers bei heißem Motor (65°C)	99
Abbildung 6.16: Winkelfehler mit HF-Mitsystem-Regler im Encoderbetrieb bei $I=I_n$	100
Abbildung 6.17: Winkelfehler mit HF-Mitsystem-Regler im sensorlosen Betrieb bei $I=I_n$..	100
Abbildung 6.18: Winkelfehler-Offset in Abhängigkeit des mechanischen Winkel.....	101
Abbildung 7.1: Drehmomentsprung(150% I_n) ohne HF-Mitsystem-Regler	103
Abbildung 7.2: Drehmomentsprung(150% I_n) mit HF-Mitsystem-Regler.....	104
Abbildung 7.3: Sprung der Solldrehzahl ohne Last mit HF-Mitsystem-Regler	105
Abbildung 7.4: Sprung der Solldrehzahl mit aktiver Last und HF-Mitsystem-Regler	105
Abbildung 7.5: Hystereseeübergang zwischen Feldmodell und HF-Signal	106
Abbildung 7.6: Wechsel zwischen HF-Signal und Feldmodell beim Start-Stopp-Betrieb....	107
Abbildung 9.1 HSM (links) mit Lastmaschine (rechts) und Wechselrichter (hinten)	114
Abbildung 9.2: Einfluss der Zweigverriegelung	116
Abbildung 9.3: Struktur des Simulationsmodells	117
Abbildung 9.4: Anisotropien von Motor 1 bei Tausch der Motorphasen am Umrichter.....	118
Abbildung 9.5: Anisotropien von Motor 2 bei Tausch der Motorphasen am Umrichter.....	118
Abbildung 9.6: Beschleunigungsverhalten im Leerlauf.....	122
Abbildung 9.7: Beschleunigungsverhalten mit aktiver Last	122
Abbildung 9.8: Beschleunigungsverhalten beim Modellwechsel	122

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Mögliche Wechselrichterzustände und zugehörige Spannungen.....	14
Tabelle 2: Erreichte Beschleunigungswerte im sensorlosen Betrieb	108
Tabelle 3: Daten des getesteten HSM und des Umrichters	114
Tabelle 4: Daten zur Berechnung des Skin-Effekts	115
Tabelle 5: Zeitkonstanten und resultierendes Verhalten für Demodulation	119
Tabelle 6: Parameter für PLL des Feldmodells und des HF-Modells.....	121

Abkürzungsverzeichnis

FOR	Feldorientierte Regelung
GM	Gleichstrommaschine
DSP	Digitaler Steuerprozessor
ASM	Asynchronmaschine
PMSM	Permanenterregte Synchronmaschine
SM	Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
PLL	Phasenregelkreis (Phase-Lock-Loop)
HSM	Hybridschrittmotor
KS	Koordinatensystem
HF	Hochfrequent/Hochfrequenz
RZ	Raumzeiger
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
IGBT	Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode

Symbolverzeichnis

B	Bandbreite
D	Dämpfungskoeffizient
d_{Cu}	Durchmesser des Kupferdrahtes im Motor
e	Exzentrizität
G	Allgemeine Übertragungsfunktion
h_i	Nummer der i-ten Harmonischen des hf-Stromes
\underline{i}^s	Ständerstromraumzeiger im statorfesten KS
\underline{i}^r	Ständerstromraumzeiger im rotorfesten KS
\underline{i}^{hg}	Ständerstrom im hf-Gegensystem-synchronen KS
\underline{i}_{hg}^{hg}	Gegensystem des hf-Stromes im hf- Gegensystem -synchronen KS
\underline{i}_{hgi}^{hg}	i-te Harmonische des hf-Gegensystems im hf-Gegensystem-KS
$ i_{hgi} $	Amplitude der i-ten Harmonischen des hf-Gegensystems
\underline{i}^{hm}	Ständerstrom im hf-Mitsystem-synchronen KS
\underline{i}_{hm}^{hm}	Mitsystem des hf-Stromes im hf-Mitsystem-synchronen KS
\underline{i}_h^s	Hochfrequenter Stromraumzeiger im Stator-KS
\underline{i}_h^r	Hochfrequenter Stromraumzeiger im Rotor-KS
\underline{i}_{reg}^r	Raumzeiger des Reglerstromes im Rotor-KS
I_n	Motor-Nennstrom
i_d, i_q	Ständerstromkomponenten im Rotor-KS
i'_d, i'_q	Ständerstromkomponenten im geschätzten Rotor-KS
i_α, i_β	Ständerstrom im Stator-KS
i_{hd}, i_{hq}	Stromkomponenten des hf-Stromes im Rotor-KS
$i_{hg\alpha}^{hg}, i_{hg\beta}^{hg}$	Stromkomponenten des hf-Gegensystems im hf-Gegensystem -KS
$i_{hg\alpha}^{mag}, i_{hg\beta}^{mag}$	Komponenten des hf-Gegensystems für Magnetischen Fingerabdruck
K	Verstärkungsfaktor
K_{off}	Faktor für die Berechnung des Amplitudenoffset im HF-Mitsystem
L_s	Gemittelte Motorinduktivität
L_d	Induktivität in Richtung der Rotorachse
L_q	Induktivität senkrecht zur Rotorachse

L_{d0}, L_{q0}	Induktivität für $i_d = 0A$ und $i_q = 0A$
L_{Max}	Maximale Induktivität entlang des Stators
L_{Min}	Minimale Induktivität entlang des Stators
$L_{\sigma d}$	Differentielle Induktivität in Richtung der Rotorachse
$L_{\sigma q}$	Differentielle Induktivität senkrecht zur Rotorachse
L_{α}, L_{β}	Induktivität in Statorkoordinaten
$L_{\alpha\alpha}, L_{\beta\beta}$	Eigeninduktivität der Phasen α bzw. β - entspricht L_{α}, L_{β}
$L_{\alpha\beta}$	Koppelinduktivität zwischen Phase α und β
r	Radius
R_s	Statorwiderstand
s	Laplace-Operator
T_{ab}	Abtastzeit
t_{zv}	Zweigverriegelungszeit
t_{on}	Einschaltzeit
t_{off}	Ausschaltzeit
u_{α}, u_{β}	Ständerspannung in statorfesten Koordinaten
u_d, u_q	Ständerspannung im rotorfesten KS
\tilde{u}_d, \tilde{u}_q	Ständerspannung im geschätzten rotorfesten KS
u_1, u_2, u_3	Strangspannungen der Ständerwicklungen
\underline{u}^s	Spannungsraumzeiger im statorfesten KS
\underline{u}^r	Spannungsraumzeiger im rotorfesten KS
\underline{u}_h^r	Hochfrequenter Spannungsraumzeiger im rotorfesten KS
u_{err}	Fehlerspannung einer Phase durch Zweigverriegelung
U_h	Amplitude des hochfrequenten Spannungsraumzeigers
U_z	Zwischenkreisspannung
\dot{x}	Zeitableitung der Größe x
X	Reaktanz
Z	Impedanz
γ	Elektrischer Rotorwinkel gamma
$\Delta\gamma$	Fehler des geschätzten Rotorwinkels gamma
$\Delta\varphi_m$	Mechanischer Winkelfehler

μ_0	Magnetische Feldkonstante
μ_{rCu}	Relative Permeabilität von Kupfer
ρ_{Cu}	Spezifischer Widerstand von Kupfer
φ_{kreuz}	Verschiebung der Magnetachse durch Kreuzsättigung
φ_h	Phase des hochfrequenten Testsignals (hf-Spannungsraumzeiger)
φ_{hm}	Mitsystemphase des hf-Stromraumzeigers im synchron(hf) laufenden KS
φ_{hg}	Gegensystemphase des hf-Stromraumzeigers im synchron(-hf) laufenden
φ_{err}	Elektrischer Winkelfehler (zu Messzwecken vorgegeben)
ψ_M	Betrag des Rotorflusses
$\underline{\psi}_M^s$	Rotorflussraumzeiger im statorfesten KS
$\underline{\psi}_s^s$	Statorflussraumzeiger im statorfesten KS
$\underline{\psi}_s^r$	Statorflussraumzeiger im rotorfesten KS
ψ_α, ψ_β	Flusskomponenten im statorfesten KS
ψ_d, ψ_q	Flusskomponenten im rotorfesten KS
$\psi_{\alpha d}, \psi_{\alpha q}$	Durch Strom i_α erzeugter Fluss entlang der d- und q-Achse
$\psi_{\beta d}, \psi_{\beta q}$	Durch Strom i_β erzeugter Fluss entlang der d- und q-Achse
$\psi_{\alpha\alpha}, \psi_{\alpha\beta}$	Durch Strom i_α erzeugter Fluss entlang der α - und β -Achse
$\psi_{\beta\alpha}, \psi_{\beta\beta}$	Durch Strom i_β erzeugter Fluss entlang der α - und β -Achse
ω	elektrische Winkelgeschwindigkeit des Rotors
ω_0	Knickfrequenz in rad/s
ω_h	Frequenz des hochfrequenten Testsignals in rad/s
ω_m	Mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors

1 Einleitung

In den letzten Jahrzehnten wurden in vielen Bereichen der industriellen Antriebstechnik bürstenbehaftete Gleichstrommotoren durch umrichter gespeiste Drehstrommotoren ersetzt. Drehstrommotoren haben den entscheidenden Vorteil kein aufwendiges Bürsten- und Kommutatorsystem zu benötigen, was eine Erhöhung der Lebensdauer und Geräuschverminderung nach sich zieht. Zudem weisen Drehfeldmaschinen aufgrund der sinusförmigen Feldverteilung ein nahezu konstantes stationäres Drehmoment auf. Dennoch war die Nutzung all dieser Vorteile erst durch entsprechende Fortschritte in der Mikro- und Leistungselektronik möglich, wodurch die benötigte Rechenleistung zur Verfügung gestellt wurde.

Für die feldorientierte Regelung (FOR), wie sie heute bei Drehfeldmaschinen Standard ist, werden die Maschinengrößen in fluss- und drehmomentbildende Komponenten zerlegt. Auf diese Weise wird eine Entkopplung der Maschinenzustände möglich und die Regelungseigenschaften sind ähnlich der, der Gleichstrommaschine (GM).

Mit der weiterhin ansteigenden Leistung der digitalen Steuerprozessoren (DSP) werden immer komplexere Algorithmen zur Maschinenregelung möglich. Aus diesem Grund wird derzeit intensiv an Lösungen zur geberlosen Regelung von Drehfeldmaschinen geforscht. So können durch den Wegfall der Sensoren Kosten und Bauraum eingespart werden. Zudem wird das Gesamtsystem wartungsärmer.

1.1 Die permanenterregte Synchronmaschine

Prinzipiell werden zwei Arten von Drehfeldmaschinen unterschieden: Zum einen die Asynchronmaschine (ASM), welche in der Regel ein im Stator eingebrachtes dreiphasiges Wicklungssystem und im Rotor einen Kurzschlussläufer oder einen Schleifringläufer besitzt. Dem gegenüber steht die permanenterregte Synchronmaschine (PMSM), welche im Stator ebenfalls über ein dreiphasiges Wicklungssystem verfügt. Der entscheidende Unterschied zwischen den beiden Maschinentypen ist der Rotor. In der Synchronmaschine (SM) werden Permanentmagneten im Rotor verbaut, welche für den Aufbau des Erregerflusses genutzt werden. Wie in [1] und [2] beschrieben ergeben sich daraus verschiedene Vorteile gegenüber der Asynchronmaschine:

- Es sind keine zusätzlichen Komponenten für die Einspeisung des Erregersystems notwendig, wie es bei der ASM mit Schleifringläufer der Fall ist.

- Die beim Kurzschlussläufer prinzipbedingten ohmschen Verluste verschwinden vollständig. Die Rotorverluste können somit ausschließlich auf die Ummagnetisierungsverluste zurückgeführt werden. Da diese Verluste auch in der ASM auftreten, hat die SM einen höheren Wirkungsgrad als die ASM.
- Aufgrund der Erregung mit Permanentmagneten ist die Einspeisung einer flussbildenden Stromkomponente über den Stator nicht notwendig. Demnach ist der benötigte Strom für vergleichbare Maschinen kleiner.
- Die hohe Drehmomentdichte der SM (kleineres Antriebsgewicht durch Wegfall der Wicklungen) ermöglicht den Bau kleinerer und kompakterer Motoren bei gleicher Leistung. Durch die Entwicklung neuer Dauermagnetmaterialien mit sehr hohen Remanenzflussdichten, die wiederum eine hohe maximale Energiedichte nach sich ziehen, wird dieser Vorteil weiter ausgebaut.
- Die Permanenterregung ermöglicht auch ohne Bestromung die Erzeugung eines Bremsmoments. Dies lässt sich für eine sichere Bremse im Störfall nutzen.
- Die höhere Motorinduktivität der SM wirkt sich positiv auf Pendelmomente und Zusatzverluste aus. Das Stoßkurzschluss-Drehmoment und damit die dynamische Belastung im Fehlerfall sind deutlich geringer als bei der ASM.

Auch die SM weißt jedoch einige Problemfelder auf:

- Im Bereich hoher Drehzahlen (Spannungsgrenze) ist eine Kompensation des Erregerfeldes nötig. D.h. es muss neben der drehmomentbildenden Komponente auch eine feldschwächende Stromkomponente eingespeist werden. Durch geschickte Maschinenauslegung lässt sich jedoch eine ausreichende Feldschwächung bei vertretbarer Stromaufnahme gewährleisten.
- Besonders neue Materialien aus der Gruppe der Selten-Erden sind bei der Förderung und Herstellung sehr teuer und, wie der Name schon impliziert, nicht unbegrenzt vorhanden. Durch die Erschließung neuer Vorkommen, die Verbesserung der derzeitigen Herstellungsverfahren und die Entwicklung neuer Materialien kann dieser Umstand mit hoher Wahrscheinlichkeit verbessert werden.
- Der momentan wohl größte Nachteil der SM ist die Notwendigkeit der Erfassung der Läuferstellung, während bei der ASM eine Drehzahlmessung zur Einprägung eines zum Rotorfluss passenden Ständerstromes ausreichend ist. Besonders bei hochpoligen SM, wie sie in Direktantrieben eingesetzt werden sollen, steigen die Kosten für das Sensorsystem zur Lagebestimmung rapide an, da absolut arbeitende

Lagegebersysteme mit sehr hoher mechanischer Auflösung benötigt werden. Im Gegensatz dazu reicht ein inkrementeller Drehgeber mit relativ geringer Auflösung für den Betrieb der ASM aus.

1.2 Feldorientierte Regelung ohne mechanischen Geber

Die Regelung von Drehstrommaschinen erfordert im Vergleich zur GM wesentlich komplexere und umfangreichere Regelungsalgorithmen, da die drehmomentbildenden Maschinengrößen nicht einfach zugänglich sind. Dies ist, wie einleitend schon angedeutet, einer der Gründe warum erst die Entwicklung der Mikroelektronik die Ablösung der GM durch Drehfeldmaschinen möglich machte. Neben der benötigten Rechenleistung war die Entwicklung entsprechender Regelungsalgorithmen ein entscheidender Faktor. Erst mit der Entwicklung des Verfahrens der feldorientierten Regelung (FOR) [3] wurde es möglich, eine ähnlich hohe Regelungsqualität, wie bei Gleichstromantrieben, zu erreichen.

Bei Anwendung der FOR werden alle Maschinengrößen zum Zwecke der Regelung in ein synchron mit dem Rotorfluss umlaufendes Koordinatensystem (KS) gedreht. Alle Ströme, die in diesem Koordinatensystem auf der realen Achse liegen, sind flussbildende oder flussschwächende Ströme. Alle Ströme die im Flusskoordinatensystem auf der imaginären Achse orientiert sind, erzeugen ein Drehmoment. So wird eine entkoppelte Regelung von Fluss und Drehmoment möglich. Die Drehung in das Flusskoordinatensystem erfordert jedoch Kenntnisse über den Rotorfluss. Im Falle der ASM können die benötigten Kenntnisse aus dem flussbildenden Statorstrom und der Drehzahl gewonnen werden. Bei der Synchronmaschine hingegen wird die exakte Position des Rotors benötigt, da die Flusserregung nicht durch den Stator sondern durch die rotorfesten Permanentmagneten geschieht.

Sowohl für die Drehzahlbestimmung als auch für die exakte Positionsbestimmung kommen Inkrementalgeber und Resolver zum Einsatz, welche die relative oder absolute Position zur Verfügung stellen. Der Einsatz solcher Sensoren ist jedoch mit zusätzlichen Kosten durch den Sensor selbst und die benötigte Verkabelung zum Frequenzumrichter verbunden. Verfahren, die diese Sensoren überflüssig machen um Kosten und Bauraum zu sparen, sind deshalb sehr lukrativ.

Aufgrund der offensichtlichen Vorteile, welche ein Verzicht auf Lagegeber bringt, werden seit Jahren Verfahren entwickelt, die eine indirekte Bestimmung der Rotorposition und der Drehzahl allein aus den elektrischen Maschinengrößen möglich machen. Der Begriff

„sensorlose Regelung“, wie er in der Literatur häufig verwendet wird, bezieht sich dabei auf die fehlenden mechanischen Geber. Sensoren für die Strommessung werden auch hier weiterhin benötigt.

Für mittlere und hohe Drehzahlen kann die Rückwirkung des Rotors auf die gemessenen Ständergrößen infolge der induzierten Spannung genutzt werden, um die Rotorposition zu bestimmen. Problematisch wird die Bestimmung der Rotorposition jedoch bei niedrigen Drehzahlen oder im Stillstand, wenn keine Spannung mehr im Stator induziert wird. In diesem Betriebszustand werden die parasitären Sekundäreffekte der Maschine ausgenutzt, welche im Grundwellenmodell normalerweise keine Berücksichtigung finden. Dazu zählt im Falle der Synchronmaschine besonders die magnetische Anisotropie, welche durch Rotorunsymmetrie und Sättigung entlang des Hauptflusspfades entsteht. Diese Anisotropie ist drehzahlunabhängig und kann mit Hilfe geeigneter Testsignale oder durch Auswertung der regulären Signale der Pulsweitenmodulation ermittelt werden.

Nach über einem Jahrzehnt der Forschung auf diesem Gebiet wurden diverse Verfahren entwickelt [1], [2], [4], [5], [6], [7] die eine Identifikation der Rotorlage bei Synchronmaschinen mit Hilfe dieser Anisotropien ermöglichen. Keines der bisher bekannten Verfahren kann jedoch ohne weiteres für verschiedene Ausführungen von Synchronmaschinen benutzt werden. Besonders für Synchronmaschinen kleiner Leistung, wie beispielsweise Hybridschrittmotoren, gibt es zu diesem Zeitpunkt kein industrietaugliches Verfahren, das eine sensorlose Regelung gestattet. Kleinmaschinen werden häufig als hochauflösende Stellantriebe verwendet und benötigen dementsprechend hochwertige Encoder, welche sowohl einen erheblichen Teil des Bauraumes als auch der Kosten des Gesamtsystems ausmachen. Die vorgestellten Vorteile sensorloser Regelung wirken sich im Bereich der Kleinmaschinen somit deutlich stärker aus, als es bei Maschinen mittlerer und großer Leistung der Fall ist.

1.3 Zielstellung und Aufbau der vorliegenden Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist die Anpassung und Erweiterung bekannter Verfahren, um eine sensorlose Regelung ohne inkrementellen Geber für Hybridschrittmotoren (HSM) kleiner Leistung zu realisieren. Zu diesem Zweck werden in einer kurzen Einführung die Grundlagen zur Modellierung der Synchronmaschine und der Ansteuerung mit Hilfe des Pulswechselrichters dargelegt. Anschließend folgt eine Einführung in die gängigen Verfahren zur sensorlosen Regelung.

Von den vorgestellten grundlegenden Verfahren wird eines für den niederen Drehzahlbereich und eines für den hohen Drehzahlbereich für die praktische Umsetzung ausgewählt. Das Augenmerk soll dabei auf der Bestimmung der Rotorposition im niederen Drehzahlbereich und im Stillstand liegen, da sensorlose Verfahren für den hohen Drehzahlbereich inzwischen weitgehend ausgereift sind. Das betreffende Verfahren der hochfrequenten Signaleinprägung wird vorgestellt. In diesem Rahmen werden bekannte Probleme, wie Nichtlinearität des Umrichters, 180° -Unbestimmtheit und Kreuzsättigung, aufgezeigt und gängige Lösungen aus der Literatur vorgestellt.

Im zweiten Teil der vorliegenden Arbeit erfolgt die Umsetzung des vorgestellten Verfahrens auf einem hochpoligen HSM der Jenaer Antriebstechnik GmbH. Anschließend werden die auftretenden, dem HSM eigenen, Probleme behandelt.

Zu diesem Zweck wird eine Analyse des Motorverhaltens durchgeführt um alle auftretenden Effekte klar voneinander abzugrenzen. Es werden Strategien entwickelt um die störende Wirkung der beobachteten Effekte zu kompensieren und ein Modell zur theoretischen Beschreibung wird erstellt.

Nach Analyse der bekannten Problemstellen werden die vorhandenen Verfahren angepasst und die Funktionalität der sensorlosen Regelung durch experimentelle Messungen bestätigt.

2 Regelung von Synchronmaschinen

Für die Umsetzung einer sensorlosen Regelung ist es unabdingbar, den Aufbau und die Wirkungsweise der Synchronmaschine und des dazugehörigen Wechselrichters zu verstehen. Nur mit einem umfassenden Verständnis über die verwendeten Ansteuermechanismen und des daraus resultierenden Verhaltens der Synchronmaschine können verlässliche Modelle erstellt werden, die eine sensorlose Regelung möglich machen.

In diesem Kapitel werden deshalb die grundlegenden Prinzipien erläutert, die auch bei einer feldorientierten Regelung mit Lagesensor zum Einsatz kommen. Zuerst werden Ausführungsformen der Synchronmaschine vorgestellt und der Einfluss der Bauform auf die Positionsbestimmung erläutert. Anschließend wird das Grundwellenmodell der Maschine dargelegt, welches für die FOR genutzt wird. Zudem wird die Funktion des Zweipunktwechselrichters erläutert und eine Übersicht über die im Controller umgesetzte FOR gegeben.

2.1 Ausführungsformen von Synchronmaschinen

Prinzipiell gibt es zwei Ausführungsformen für die Läufer von Synchronmaschinen. Diese sind als Innenläuferausführungen in Abbildung 2.1 dargestellt.

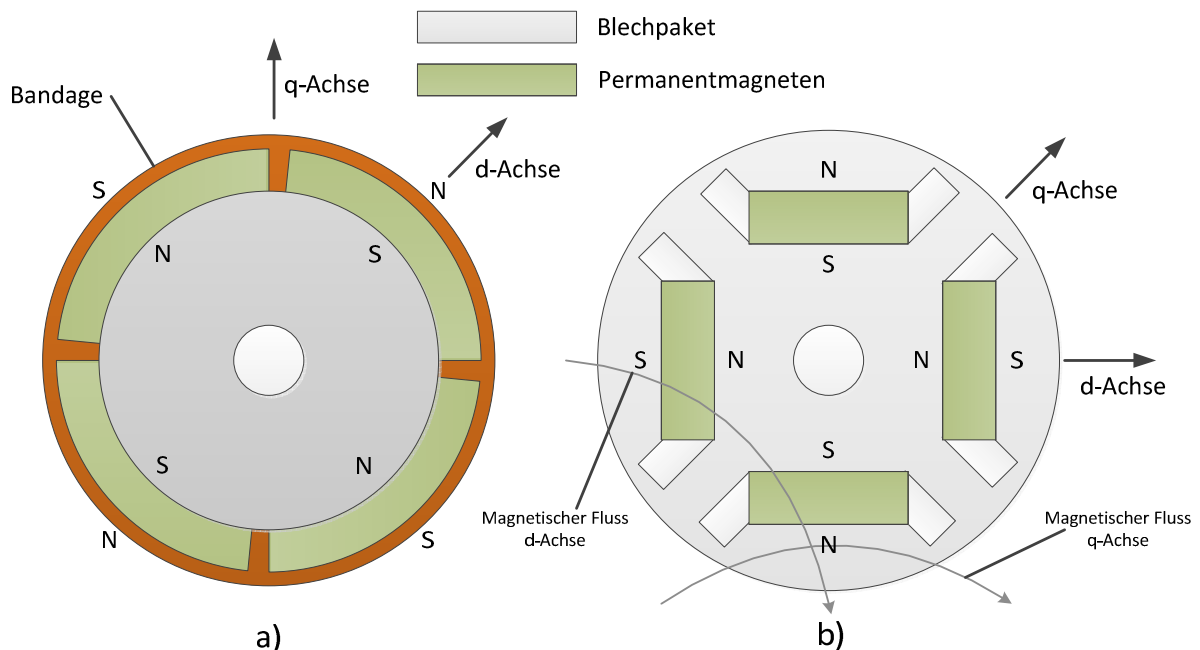


Abbildung 2.1: PMSM Läufer mit a) oberflächenmontierten und b) eingebetteten Magneten

Läufer mit oberflächenmontierten Magneten, welche teils mit einer Bandage umwickelt werden, damit sie sich aufgrund der Fliehkräfte nicht lösen, zeichnen sich durch eine nahezu konstante Induktionsverteilung entlang des Luftspaltes aus. Die magnetische Anisotropie der Anordnung wird bei dieser Ausführungsform fast ausschließlich durch die starke Sättigung des Eisenkreises entlang des Hauptflusspfades hervorgerufen.

Im Gegensatz dazu besitzt der Läufer mit eingebetteten Magneten schon von sich aus eine Asymmetrie hinsichtlich der Induktivität. Grund hierfür sind die in den Läufer eingebrachten Magnete, die eine relative Permeabilität im Bereich von Luft haben und somit wie eine Vergrößerung des Luftspaltes wirken. Da der Luftspalt maßgeblich die Induktivität der Synchronmaschine mitbestimmt, ergibt sich daraus ein Absenken der Induktivität in Richtung der d-Achse. Zusätzlich spielen auch hier Sättigungseffekte eine Rolle, was die Unsymmetrie der Maschine ($L_d < L_q$) noch verstärkt.

2.2 Raumzeigerdarstellung

Für die Beschreibung von 3-phasigen Drehfeldmaschinen wird in der Regel die Raumzeigerdarstellung verwendet. Mit Ihrer Hilfe lässt sich das Zusammenwirken der drei räumlich 120° versetzten Wicklungen der Maschine besonders einfach und anschaulich darstellen. Der Raumvektor wird aus den Momentanwerten der drei Stranggrößen U_1, U_2, U_3 entsprechend folgender Beziehung gebildet:

$$\underline{U} = \frac{2}{3} \left(U_1 + U_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_3 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad 2.1$$

Der Faktor $2/3$ ist Voraussetzung für die korrekte Umrechnung zwischen den Stranggrößen und dem Raumvektor, da der Betrag des Raumvektors genau so groß sein muss wie die Amplituden der einzelnen Stranggrößen. Entsprechend Abbildung 2.2 ergibt sich demnach für die reale und imaginäre Komponente des Raumzeigers im kartesischen Koordinatensystem:

$$U_\alpha = \frac{2}{3} (U_1 + \cos(120^\circ)U_2 + \cos(240^\circ)U_3) = \frac{2}{3}U_1 - \frac{1}{3}U_2 - \frac{1}{3}U_3 \quad 2.2$$

$$U_\beta = \frac{2}{3} (\sin(120^\circ)U_2 + \sin(240^\circ)U_3) = \frac{1}{\sqrt{3}}U_2 - \frac{1}{\sqrt{3}}U_3 \quad 2.3$$

Für die Erstellung möglichst einfacher Maschinenmodelle erweist es sich als nützlich alle Stranggrößen, wie Ströme, Spannungen und Flussverkettungen, als Raumzeiger zu

betrachten, so dass diese leicht mit den direkten Feldgrößen in Verbindung gebracht werden können.

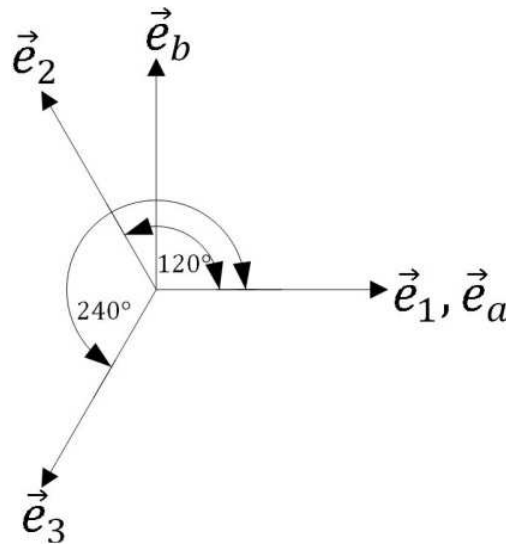


Abbildung 2.2: Räumliche Anordnung der Wicklungsstränge im α - β -Koordinatensystem

Auch bei zweiphasigen Motoren können alle Stranggrößen als Raumzeiger betrachtet werden. Im Unterschied zu dreiphasigen Drehfeldmaschinen entfällt bei diesen Motoren jedoch die Umrechnung der Stranggrößen in das α - β -Koordinatensystem, da die Stranggrößen der räumlich 90° versetzten Motorwicklungen mit den Komponenten des Raumzeigers im α - β -Koordinatensystem korrespondieren. Bei zweiphasigen Systemen gibt es jedoch einige Besonderheiten zu beachten, auf die im Kapitel 4.2 näher eingegangen wird.

2.3 Grundwellenmodell der Synchronmaschine

Für die Herleitung des Grundwellenmodells unter Einsatz der Raumzeigerdarstellung, wie es in der Literatur üblich ist, sind laut [8] folgende Annahmen zu machen:

- Der Stator besitzt eine dreiphasige Wicklung und ist völlig symmetrisch aufgebaut.
- Es existiert kein Strom-Nullsystem, der Stator ist im Stern geschaltet.
- Bei Bestromung der Phasenwicklungen bildet sich eine Induktionsverteilung aus, die entlang des Luftspaltes als sinusförmig verteilt angenommen wird. Alle Oberwellen werden somit vernachlässigt und deren Wicklungsfaktoren zu Null angenommen.
- Die von den Permanentmagneten herrührende Luftspaltinduktion wird ebenfalls als sinusförmig entlang des Luftspaltes angenommen.
- Sättigungseffekte werden nicht beachtet, so dass sich das Luftspaltfeld direkt aus der Superposition beider Felder ergibt.

- Eisenverluste, Reibmomente, Stromverdrängungseffekte im Ständer als auch die Temperaturabhängigkeit der Widerstände werden vernachlässigt.

Trotz der Festlegung, entstehende Felder als sinusförmig verteilt und den Stator als vollkommen symmetrisch zu betrachten, besitzt die Synchronmaschine durch die im Rotor untergebrachten Permanentmagnete zwei ausgezeichnete Symmetrieachsen. Diese werden als Längs- und Querachse bezeichnet und dienen der Einführung eines komplexen rotorfesten d-q-Koordinatensystems. Als Bezugsachse dieses Systems wird die Läuferlängsachse(d-Achse) gewählt. Eine Umrechnung der Raumzeiger vom statorfesten α - β -Koordinatensystem in das rotorfeste d-q-Koordinatensystem ist mit Hilfe des zeitveränderlichen Rotorlagewinkels $\gamma(t)$ durch mathematisch negative Drehung möglich. Die entsprechenden Zusammenhänge sind in Abbildung 2.3 dargestellt.

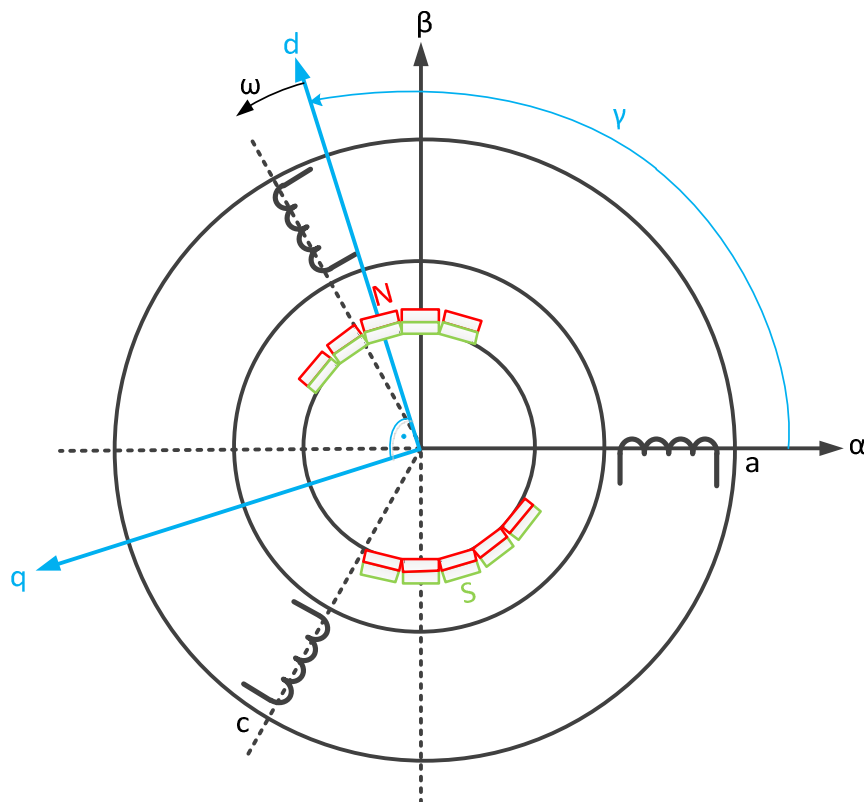


Abbildung 2.3: Statorfestes und rotorfestes Koordinatensystem

Für eine übersichtliche Darstellung ist es zweckmäßig, die Modellbildung in einem statorfesten Koordinatensystem, welches auf ein Polpaar bezogen ist, zu beginnen. Somit sind alle Größen, die in der Raumzeigerdarstellung verwendet werden, jeweils auf eine elektrische Umdrehung bezogen.

Die Statorspannungsgleichung liefert den Ausgangspunkt der Modellbildung:

$$\underline{u}^s = R_s \underline{i}^s + \frac{d\underline{\psi}_s^s}{dt} \quad 2.4$$

Der Statorfluss setzt sich aus dem Anteil des durch die Ständerwicklung fließenden Stromes und dem konstanten Anteil des Rotorflusses, welcher von den Permanentmagneten erzeugt wird, zusammen. Der Rotorflussraumzeiger lässt sich im Ständerkoordinatensystem mit

$$\underline{\psi}_M^s = \psi_M e^{j\gamma} \quad 2.5$$

beschreiben, so dass sich für den Statorfluss ergibt:

$$\underline{\psi}_s^s = L_s \underline{i}^s + \underline{\psi}_M^s = L_s i e^{j\varphi_s} + \psi_M e^{j\gamma} \quad 2.6$$

Unter der Voraussetzung, dass der Rotorfluss fest mit dem Rotor verbunden ist, bezeichnet γ den Winkel zwischen dem rotorsynchron umlaufenden Koordinatensystem und dem statorfesten Koordinatensystem, wie in Abbildung 2.3 zu sehen ist. Für die Transformation der statorfesten Größen in das Rotorkoordinatensystem können somit folgende Beziehungen genutzt werden:

$$\underline{u}^r = \underline{u}^s e^{-j\gamma}, \quad \underline{i}^r = \underline{i}^s e^{-j\gamma}, \quad \underline{\psi}_s^r = \underline{\psi}_s^s e^{-j\gamma} \quad 2.7$$

Unter Anwendung dieser Beziehungen auf Gleichung 2.4 erhält man die Spannungsgleichungen im Rotorkoordinatensystem:

$$\underline{u}^r = R_s \underline{i}^r + \frac{d\underline{\psi}_s^r}{dt} e^{-j\gamma} \quad 2.8$$

Die Ableitung des statorbezogenen Flusses kann mit Hilfe der folgenden Beziehung durch rotorbezogene Größen ersetzt werden

$$\frac{d\underline{\psi}_s^s}{dt} = \left(\frac{d\underline{\psi}_s^r}{dt} + j\dot{\gamma} \underline{\psi}_s^r \right) e^{j\gamma} \quad 2.9$$

so dass sich Folgendes ergibt:

$$\underline{u}^r = R_s \underline{i}^r + \frac{d\underline{\psi}_s^r}{dt} + j\dot{\gamma} \underline{\psi}_s^r \quad 2.10$$

Transformiert man Gl. 2.6 in das Rotorkoordinatensystem kann der Statorfluss in Gl. 2.10 ebenfalls ersetzt werden:

$$\underline{u}^r = R_s \underline{i}^r + L_s \frac{d\underline{i}^r}{dt} + j\dot{\gamma} L_s \underline{i}^r + j\dot{\gamma} \psi_M \quad 2.11$$

Gl. 2.11 beschreibt, unter den getroffenen Voraussetzungen, das elektrische System der Synchronmaschine vollständig. Auf dieser Basis wird in späteren Kapiteln die Reglungsstruktur entworfen. Neben dem elektrischen System besitzt die Maschine auch ein mechanisches System, bestehend aus Rotor, Welle und bewegten Massen, welches durch die Bewegungsgleichungen beschrieben werden kann:

$$M - M_w = J \frac{d\dot{\gamma}_m}{dt} = J \frac{d\dot{\omega}_m}{dt} \quad 2.12$$

Beide Systeme sind über das vom elektromagnetischen System erzeugte Drehmoment verkoppelt. In der Literatur [9] wird die allgemeine Drehmomentgleichung für Drehfeldmaschinen über die Energiebilanz hergeleitet. Ausgangspunkt ist die dem Stator zugeführte Leistung, welche sich in mechanische Leistung und Verlustleistung aufteilt:

$$P_1 = P_{mech} + P_V = \frac{3}{2} \text{Re}\{\underline{u}^r \cdot \underline{i}^{r*}\} \quad 2.13$$

Setzt man Gl. 2.10 in Gl. 2.13 ein, erhält man folgendes Zwischenergebnis:

$$P_1 = \frac{3}{2} \left[R_s |\underline{i}^r|^2 + L_s \underline{\dot{i}}^r \underline{i}^r + \text{Re} \left\{ \omega \psi_s^r \underline{i}^r e^{j(\varphi_\psi - \varphi_i + \frac{\pi}{2})} \right\} \right] \quad 2.14$$

Der Term $R_s |\underline{i}^r|^2$ beschreibt die Kupferverluste im Stator während $L_s \underline{\dot{i}}^r \underline{i}^r$ die Änderung der magnetische Energie des Systems darstellt. Beide Terme liefern keinen Anteil zum Drehmoment. Unter Berücksichtigung der Polpaarzahl und des durch die Raumzeigerdarstellung eingeführten Faktors, welcher bei einer Rücktransformation ebenfalls beachtet werden muss, ergibt sich schließlich die allgemeine Drehmomentgleichung:

$$M = \frac{3}{2} P_p |\psi_s^r \times \underline{i}^r| \quad 2.15$$

Da der magnetische Fluss im Rotorkoordinatensystem bei Synchronmaschinen fest an die d-Achse gekoppelt ist, besitzt der Statorfluss im Rotorkoordinatensystem idealerweise keine Komponente in Richtung der q-Achse. Daraus folgt wiederum zwangsläufig, dass nur Ströme mit einer Phasenlage von 90° einen Anteil zum Drehmoment liefern, was für die Synchronmaschine eine vereinfachte Form der Drehmomentgleichung ergibt:

$$M = \frac{3}{2} P_p \psi_M i_q \quad 2.16$$

Durch die Gleichungen 2.11, 2.12 und 2.16 ist das Modell der permanenterregten Synchronmaschine vollständig beschrieben. Der entsprechende Signalfussplan ist in Abbildung 2.4 dargestellt.

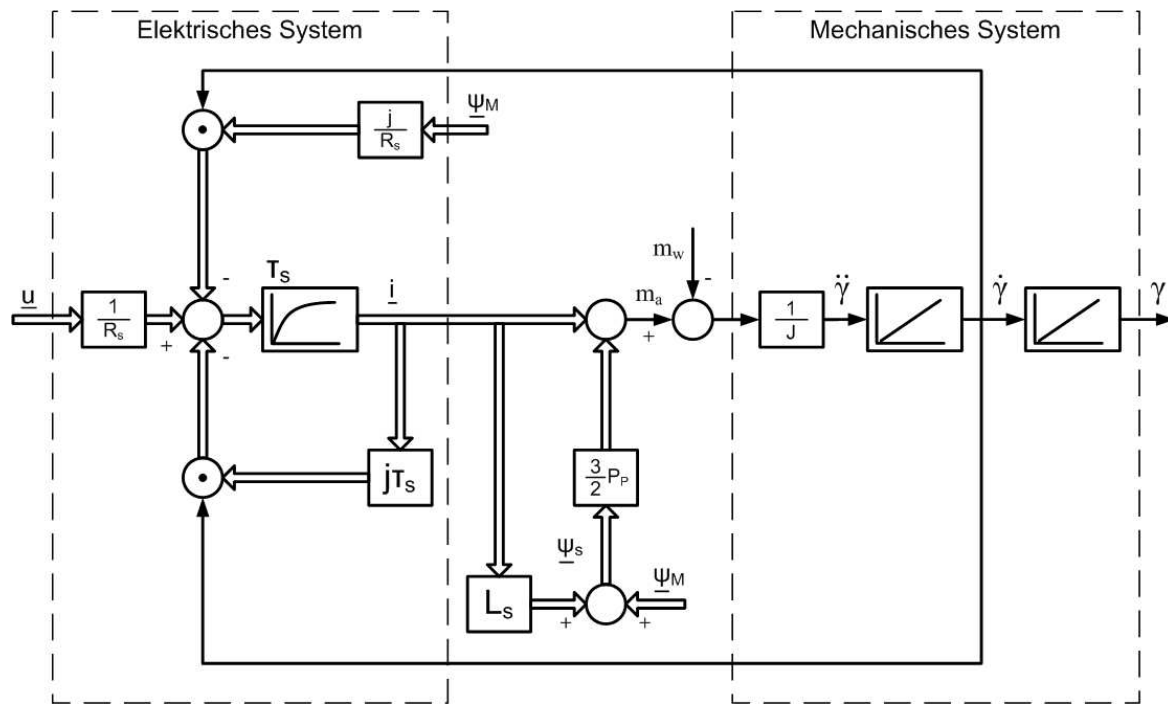


Abbildung 2.4: Signalflussplan der permanentenerregten Synchronmaschine

2.4 Pulsweitenmodulation mittels Pulswechselrichter

2.4.1 Funktionsweise des idealen Pulswechselrichters

Drehstrommaschinen benötigen, abhängig von Drehzahl und Last, eine symmetrische Spannungsversorgung mit variabler Amplitude und Frequenz. Diese Anforderungen können mit Hilfe von Pulswechselrichtern erfüllt werden. Stromrichter im Allgemeinen und Wechselrichter im Speziellen finden heute überall in der Elektrotechnik Anwendung, so dass die entsprechenden Schaltungen in vielen Werken, wie z.B. [10] S. 231-253 zu finden sind. In Abbildung 2.5 ist der prinzipielle Aufbau eines idealen Zweipunkt-Wechselrichters im Ersatzschaltbild dargestellt.

Der Wechselrichter besteht aus 3 Halbbrücken, die über einen gemeinsamen Spannungszwischenkreis, welcher die DC-Spannung U_Z bereitstellt, gespeist werden. Der Spannungszwischenkreis wird durch einen Kondensator gebildet, der über eine Netzfilterdrossel oder einen Eingangsstromrichter aufgeladen wird. Aufgabe dieses Kondensators ist es, die Netz- und Wechselrichterseite zu entkoppeln und dem Wechselrichter die benötigte Blindleistung zur Verfügung zu stellen, ohne das Netz zu belasten. Darüber hinaus dient er auch der Glättung der Wechselrichtereingangsspannung.

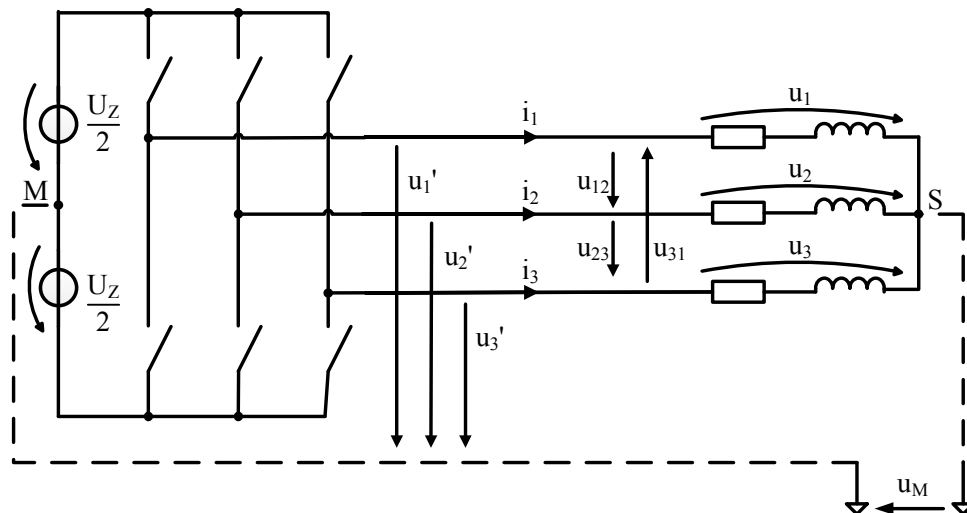


Abbildung 2.5: Ersatzschaltbild des idealen Zweipunkt-Wechselrichters

Im Ersatzschaltbild (s. Abbildung 2.5) wird der Zwischenkreiskondensator durch zwei ideale Spannungsquellen ersetzt, von denen jede die Hälfte der Zwischenkreisspannung zur Verfügung stellt. Auf diese Weise kann ein virtueller Mittelpunkt M eingeführt werden, der auf der Gleichspannungsseite des Wechselrichters als Bezugspunkt für die Strangspannungen u_1, u_2, u_3 und die Sternpunktspannung der Drehstrommaschine u_M dient.

Die Strangspannungen werden von der Schalterstellung der jeweiligen Halbbrücke für jeden Motorstrang vorgegeben. Für die Realisierung der Schalter werden in der Praxis im Bereich kleiner Leistungen Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (metal oxide semiconductor field-effect transistor, MOSFET) eingesetzt, während Maschinen mittlerer Leistung über Bipolartransistoren mit isolierter Gate-Elektrode (insulated-gate bipolar transistor, IGBT), die mit einer antiparallelen Freilaufdiode verschaltet sind, angesteuert werden. Für die Betrachtung des idealen Pulswechselrichters spielt die Art des Schalters keine Rolle, da alle Bauelemente verlustfrei und ohne Schaltzeit betrachtet werden. Dennoch muss bei der Ansteuerung der Schalter einer Halbbrücke darauf geachtet werden, dass ein Schalter ein- und der andere Schalter ausgeschaltet ist, um einen Kurzschluss der Zwischenkreisspannung über die beiden Schalter zu verhindern.

Dementsprechend gibt es für jeden Zweig $s_x (x = 1, 2, 3)$ des Wechselrichters nur zwei Schaltzustände, wobei der Schalterzustand $s_x = 1$ für leitenden Zustand des oberen Schalters und die entsprechende Leiter-Erde-Spannung $u_x = +\frac{U_Z}{2}$ steht. Umgekehrt, ist der untere Schalter für $s_x = -1$ leitend und erzeugt die Leiter-Erde-Spannung $u_x = -\frac{U_Z}{2}$ gegenüber dem Zwischenkreismittelpunkt M. Bei Nutzung aller Zweige, kann der dreiphasige

Zweipunktwechselrichter somit 2^3 Zustände einnehmen, die durch den Vektor $s = [s_1 s_2 s_3]$ vorgegeben werden.

Zeiger- nummer	Wechselrichterzustand			Leiter-Erde-Spannungen			Leiter-Leiter-Spannungen		
	S1	S2	S3	$\frac{u_1}{U_Z}$	$\frac{u_2}{U_Z}$	$\frac{u_3}{U_Z}$	$\frac{u_{12}}{U_Z}$	$\frac{u_{23}}{U_Z}$	$\frac{u_{31}}{U_Z}$
0	-1	-1	-1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0	0
1	+1	-1	-1	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	+1	0	-1
2	+1	+1	-1	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	+1	-1
3	-1	+1	-1	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	-1	+1	0
4	-1	+1	+1	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	-1	0	+1
5	-1	-1	+1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	-1	+1
6	+1	-1	+1	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	+1	-1	0
7	+1	+1	+1	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	0	0

Tabelle 1: Mögliche Wechselrichterzustände und zugehörige Spannungen

Ist der Sternpunkt des Motors nicht angeschlossen, was in der Regel der Fall ist, spielen nur die erzeugten Leiter-Erde-Spannungen für das Maschinenverhalten eine Rolle, sodass mit Hilfe von Tabelle 1 unter Verwendung von Gl. 2.1 - 2.3 jeweils ein an den Maschinenklemmen anliegender Spannungsvektor beschrieben werden kann. Die Aufteilung dieser Raumvektoren im Statorfesten Koordinatensystem ist in Abbildung 2.6 dargestellt. Der Betrag der aktiven Spannungsvektoren beträgt $\frac{2}{3}U_Z$ und ergibt sich zwingend aus den gegebenen Leiter-Erde-Spannungen (vgl. Tabelle 1) und der Berechnung komplexer Raumzeiger nach Kapitel 2.2 .

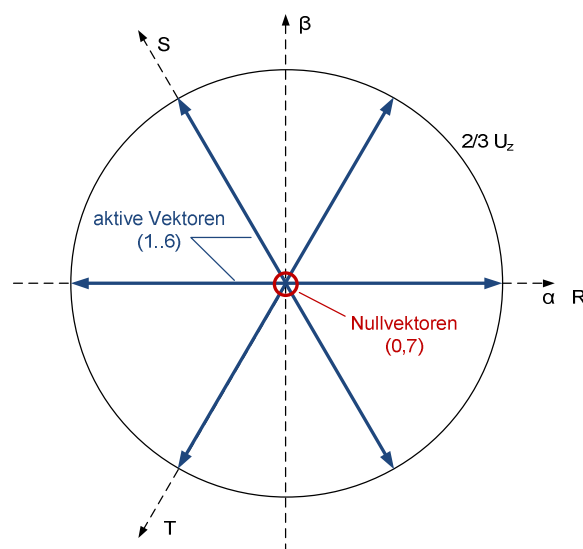


Abbildung 2.6: Spannungsraumzeiger des Wechselrichters im α - β -Koordinatensystem

2.4.2 Ansteuerverfahren für Pulswechselrichter

Um aus den diskreten Ausgangsspannungen, die der Wechselrichter nach Abbildung 2.6 ausgeben kann, ein sinusförmiges Drehfeld zu generieren, wie es für den Betrieb einer Drehfeldmaschine benötigt wird, müssen die einzelnen Schalterzustände des Wechselrichters in passender Weise hintereinander geschaltet werden. Das einfachste Ansteuerverfahren zur Erzeugung einer solchen sinusförmigen Grundschiwingung in der Maschine ist die Grundfrequenztaktung. Entsprechend der gewünschten Motorfrequenz wird dabei abwechselnd der obere und untere Schalter für je 180° einer Motordrehung eingeschaltet. Diese Ansteuerung erfolgt für alle Zweige jeweils 120° phasenverschoben. Aufgrund der durch die Zwischenkreisspannung fest vorgegebenen Amplitude und der Tatsache, dass die entstehenden Oberschwingungen von der Motordrehzahl abhängen, ist dieses Verfahren für die hochfrequente Signaleinprägung jedoch ungeeignet und soll an dieser Stelle nicht weiter behandelt werden. Weitere Informationen können in den Quellen [11] [12] nachgeschlagen werden.

In der Praxis kommen häufig zwei Ansteuerverfahren zum Einsatz, die auch zur Einprägung hochfrequenter Signale unabhängig von der Motordrehzahl geeignet sind: Pulsweitenmodulation [11] [12] und die, auf der Pulsweitenmodulation aufbauende, Raumvektormodulation [1]. Beide Verfahren bedienen sich dabei der gepulsten Ansteuerung. D.h. durch das mehrmalige Ein- und Ausschalten der Schalter eines Zweiges während einer Grundfrequenzperiode des Motors, wird eine möglichst sinusförmige Ausgangsspannung erzeugt. So wird die Bildung von Oberschwingungen und damit verbundenen Pendelmomenten reduziert.

Raumvektormodulation basiert auf der zeitlich passenden Aufschaltung der Randvektoren ($k=1\dots6$) des Sektors (s. Abbildung 2.6), in dem sich die jeweils gewünschte Ausgangsspannung des Wechselrichters befindet und eines Nullvektors ($k=0,7$) während jeder Pulsperiode. Da die verwendeten Vektoren auf der Basis eines dreiphasigen Systems entstanden sind, kann die Raumvektormodulation ohne grundlegende Änderungen, im Gegensatz zur Pulsweitenmodulation, nicht bei zweiphasigen Motoren eingesetzt werden, weshalb an dieser Stelle für weitere Informationen auf die entsprechende Literatur [1] verwiesen werden soll.

2.4.3 Pulsweitenmodulation

Im Falle der Pulsweitenmodulation (PWM) wird für jeden Wechselrichterzweig eine dreieck- oder sägezahnförmige Vergleichsspannung erzeugt, die mit einer sinusförmigen Steuerfunktion verglichen wird, deren Amplitude der gewünschten Leiter-Erde-Spannung des Motorstranges entspricht. Ist die Steuerspannung größer als die Vergleichsspannung, wird der obere Schalter leitend geschaltet, während bei einer Steuerspannung, die kleiner als die Vergleichsspannung ist, der untere Schalter leitend geschaltet wird. Auf diese Weise werden pro Periode der Vergleichsspannung die Schalter eines Zweiges einmal ein- und ausgeschaltet bzw. gepulst. Die zur Erzeugung eines sinusförmigen Drehfeldes benötigten Spannungssollwerte u_1^* , u_2^* , u_3^* und die zugehörige Vergleichsspannung sind in Abbildung 2.7 oben abgebildet. Die daraus entstehenden Pulsmuster für die drei Strangspannungen sind ebenfalls in Abbildung 2.7 dargestellt und lassen deutlich die sinusförmige Grundschiwingung der jeweiligen Strangspannung erkennen.

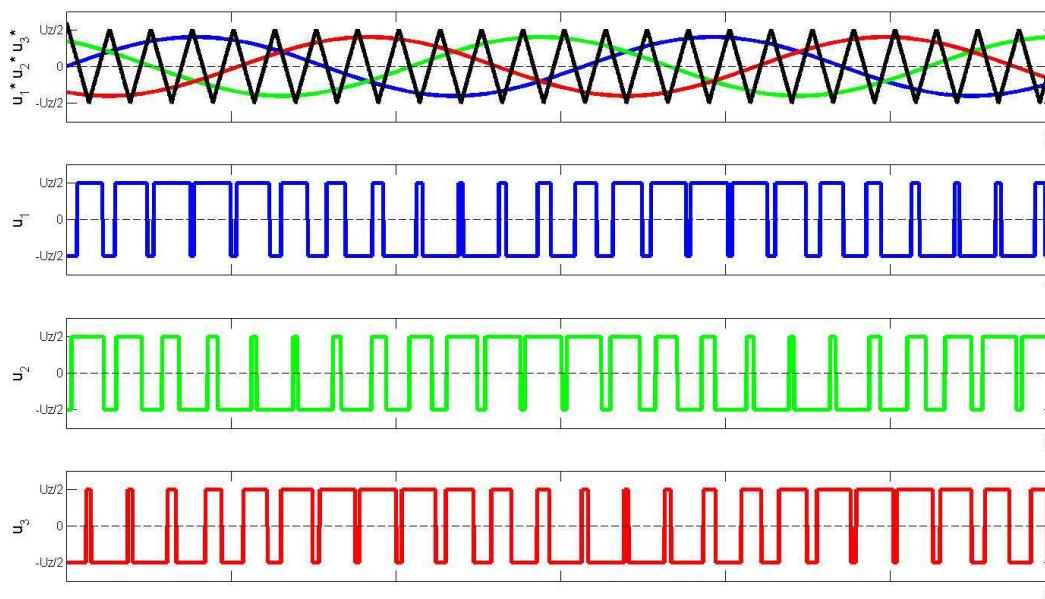


Abbildung 2.7: Steuerspannungen und resultierende Leiter-Erde-Spannungen

In der Praxis wird die Erzeugung der Schaltsignale von einer digitalen Steuereinheit übernommen. In diesem Fall werden die Steuerkurven digital erzeugt und, je nach Betriebsart, ein- oder zweimal in jeder Periode der Vergleichsspannung aktualisiert. Diese digitale Art der Signalerzeugung entspricht im Ergebnis der Abtastung einer kontinuierlichen Funktion mittels Sample-and-hold-Glied, was zwangsweise zu einer Stufung der ursprünglichen Steuerfunktion führt. Um eine sinusförmige Ausgangsspannung mit möglichst wenigen

Oberschwingungen zu erzeugen, sollte die Pulsfrequenz f_p der Vergleichsspannung, welche der Schaltfrequenz f_s der angesteuerten Schalter entspricht, im Vergleich zur Grundfrequenz der Steuerkurven möglichst hoch gewählt werden. In diesem Fall enthält die Wechselrichterausgangsspannung keine Harmonischen der Grundschwingung. Lediglich auf einigen Frequenzen, die dem ganzzahligen Vielfachen der Pulsfrequenz entsprechen, sind noch unerwünschte, aus der Pulsung resultierende, Anteile vorhanden. Aufgrund ihrer hohen Frequenz und kleinen Amplitude kann der Einfluss dieser Anteile jedoch vernachlässigt werden – man kann von sinusförmiger Modulation sprechen.

Der Modulationsgrad des Wechselrichterausgangs wird durch das Verhältnis von Vergleichsspannung zu halber Zwischenkreisspannung bestimmt und beträgt maximal 1. Der Betrag des Grundschwingungsraumzeigers entspricht somit maximal der halben Zwischenkreisspannung:

$$|u_{Gmax}| = 0,5U_{zk} \quad 2.17$$

Bei Betrieb mittels Pulsweitenmodulation büßt der Wechselrichter gegenüber dem Betrieb mit Grundfrequenztaktung, welche am Wechselrichterausgang einen Grundschwingungsraumzeiger mit dem Betrag $0,637U_{zk}$ zur Verfügung stellt, somit über 20% Spannungsamplitude ein.

Dieser Nachteil kann teilweise ausgeglichen werden, wenn man sich das Verhalten dreiphasiger Drehstrommaschinen, die in der Regel mit offenem Sternpunkt betrieben werden, zunutze macht: Die Aufschaltung der 3. Harmonischen auf alle Vergleichsspannungen bewirkt eine Annäherung der einzelnen Strangspannungen an die Rechteckspannung, wie sie im Falle der Grundfrequenztaktung vorkommt, hat aber keinerlei Auswirkung auf die Motorspannung, da alle $3n$ -fachen Harmonischen aufgrund der Symmetrieeigenschaften des Motors nur im Nullsystem des Motors wirksam sind [1] [11]. D.h. das Potential des Sternpunktes wird bezogen auf den Zwischenkreismittelpunkt verschoben, was jedoch kein Problem darstellt, da im Nullsystem bei Betrieb mit offenem Sternpunkt kein Strom fließen kann.

Demensprechend kann die maximale Grundschwingungsamplitude durch die passende Aufschaltung der 3. Harmonischen um etwa 15% auf $|u_{Gmax}| = 0,575U_{zk}$ gesteigert werden, ohne den nichtlinearen Bereich der Übermodulation zu nutzen.

Mit Blick auf die Methode der hochfrequenten Signaleinprägung muss man sich jedoch der Tatsache bewusst werden, dass der maximale Modulationsgrad von 1 durch die Grundschwingung nicht erreicht werden darf. Es muss zu jedem Zeitpunkt gesichert werden,

dass genug Spannungsreserven vorhanden sind, um den hochfrequenten Spannungsraumzeiger fehlerfrei einzuspeisen, was zwangsläufig eine Reduktion der Grundswingungsamplitude nach sich zieht.

2.5 Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine

2.5.1 Aufbau und Funktionsweise

Die FOR hat sich längst als Standardverfahren zur Regelung von Drehfeldmaschinen durchgesetzt und wird in gängigen Lehrbüchern für Asynchronmaschinen (siehe [13] S. 426) und Synchronmaschinen (siehe [13] S. 545) ausführlich beschrieben, weshalb im Folgenden nur eine kurze Zusammenfassung erfolgen soll, die dazu dient, die Besonderheiten der feldorientierten Regelung einer permanenterregten Synchronmaschine bei hochfrequenter Signaleinspeisung hervorzuheben.

Abbildung 2.8 zeigt das grundlegende Blockschaltbild der feldorientierten Regelung einer Synchronmaschine mit überlagertem Drehzahlregelkreis. Als Messgrößen werden nur die Phasenströme i_1 bis i_3 und das Winkelsignal des Lagegebers verwendet. Die Phasenströme werden mittels 3-2-Wandler in das α - β -Koordinatensystem transformiert (vgl. Kapitel 2.2) und anschließend entgegen der Laufrichtung in das rotorsynchrone Koordinatensystem gedreht (vgl. Gl. 2.7). Im rotorfesten d-q-Koordinatensystem können Drehzahl und Fluss als Gleichgrößen unabhängig voneinander geregelt werden. Der Sollwert des q-Stromes wird vom überlagerten Drehzahlregler generiert, welcher den Drehzahlwert aus der Differentiation des Rotorwinkels bezieht. Der Sollwert des flussbildenden Stromes ist bei permanenterregten Synchronmaschinen i.d.R. 0 oder wird im Feldschwäcbereich durch einen übergeordneten Feldschwächregler vorgegeben. Die durch die Stromregler erzeugten Steuergrößen werden durch einen Vektordreher in positiver Richtung mit anschließender 2-3-Wandlung in Stranggrößen transformiert. Die maximal zulässige Amplitude von u_1 bis u_3 wird dabei durch den Spitzenwert der sägezahnförmigen Vergleichsspannung (vgl. Kapitel 2.4.3) bestimmt. Die Stellgrößen für den Pulswechselrichter werden schließlich durch den Vergleich der sinusförmigen Steuerspannung mit der Vergleichsspannung für jeden Zweig generiert.

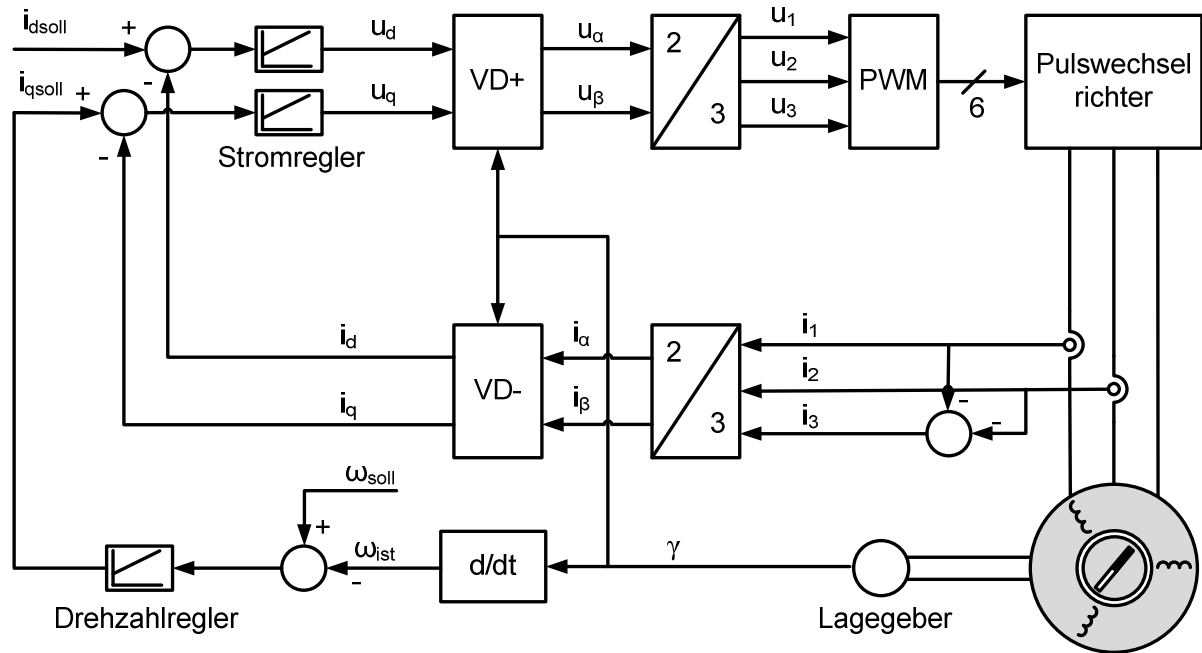


Abbildung 2.8: Feldorientierte Regelung der PMSM

2.5.2 Besonderheiten im sensorlosen Betrieb

Wie schon einleitend erwähnt wurde, wird bei sensorloser Regelung mittels hochfrequenter Signaleinspeisung kein Lagegeber verwendet. Stattdessen werden die Vektordreher zur Transformation der Statorgrößen in das rotorfeste Koordinatensystem von einem Schätzwinkel gespeist, der durch die Auswertung des hochfrequenten Stromraumzeigers gewonnen wird. Generell kann dabei nicht ausgeschlossen werden, dass die Beschaffenheit des hochfrequenten Stromes vom eingespeisten Grundschwingungsstrom abhängt. D.h. die aus einem Winkelfehler resultierende Fehlorientierung des Grundschwingungsstromes kann zu einem noch größeren Winkelfehler führen. Es kommt zu einer Mitkopplung, welche im Gesamtsystem Instabilitäten auslösen kann. Je nach Motor müssen deshalb zusätzliche Anstrengungen unternommen werden, diese Mitkopplung zu kompensieren oder zu dämpfen, um einen stabilen Betrieb zu sichern.

Weiterhin muss sichergestellt werden, dass die Stromregler nicht auf die hochfrequenten Anteile des Motorstromes reagieren. Andernfalls ist es wahrscheinlich, dass die Reglerstruktur sich aufschwingt oder die hochfrequenten Maschinenströme eliminiert. In jedem Fall wird der Verlauf des hochfrequenten Stromes stark verfälscht und eine Auswertung ist nicht mehr möglich. Die einfachste Art die Interaktion des Reglers mit den hochfrequenten Stromanteilen zu verhindern, ist die Aufspaltung des Messsignales in hochfrequenten Strom und Grundschwingung.

Letztendlich muss die Generation des hochfrequenten Spannungsraumzeigers zur Anregung des Motors im Rahmen der FOR zu jedem Zeitpunkt sichergestellt sein. Die maximal zulässige Amplitude der durch die Regelung ausgegebenen Spannungen reduziert sich somit auf:

$$u_{1max} = u_{2max} = u_{3max} = \frac{U_z}{2} - u_{hf} \quad 2.18$$

Zusammenfassend muss bei der sensorlosen Umsetzung der FOR somit auf folgende Besonderheiten geachtet werden:

- Speisung aller Strukturen, die Winkel oder Drehzahl des Motors benötigen über geschätzte Größen → Mitkopplungen im System können zu Instabilität führen und müssen deshalb unterbunden werden
- Entkopplung des Grundswingungsstromes vom hochfrequenten Strom, um Interaktion des hf-Signales mit der Reglerstruktur zu verhindern
- Spannungsreserve zur Erzeugung des hochfrequenten Signales einplanen, um fehlerfreie Einspeisung zu gewährleisten

3 Methoden der sensorlosen Regelung

3.1 Physikalische Effekte

Die verschiedenen Verfahren der sensorlosen Regelung von Synchronmaschinen lassen sich in zwei große Kategorien einordnen, welche auf zwei verschiedenen physikalischen Effekten basieren:

- *Induzierte Spannung:* Der Rotorfluss einer permanenterregten Synchronmaschine wird ausschließlich von den im Rotor eingebetteten Dauermagneten aufgebaut. Sofern die thermischen Arbeitsbereiche der entsprechenden Magneten (Neodym-Eisen-Bor ohne Zusätze bis 80° C, mit Zusätzen bis 200° C) nicht verlassen werden, ändert sich die Remanenzinduktion der Magnete in Abhängigkeit der Temperatur kaum und kann deshalb in guter Näherung als konstant angenommen werden. Daraus folgt, dass die Amplitude der induzierten Spannung für eine gegebene Maschine nur von der Läuferdrehzahl abhängig ist. Aufgrund dieses proportionalen Verhaltens nimmt die Rückkopplung zwischen den Rotor- und Statorgrößen mit sinkender Drehzahl ab und verschwindet bei stehendem Läufer vollständig, weshalb die induzierte Spannung nicht dazu genutzt werden kann, bei niedrigen Drehzahlen oder im Stillstand Informationen über die Rotorlage zu gewinnen.
- *Anisotropien der Maschine:* In Anlehnung an [14] werden alle Effekte, die dazu führen, dass jede Maschine eine charakteristische Änderung ihrer magnetischen Eigenschaften in Abhängigkeit der Orientierung des Rotors aufweist, als Anisotropien bezeichnet. In der Regel werden diese Anisotropien erst bei Ständerfrequenzen oberhalb der Nennfrequenz bemerkbar und im Grundwellenmodell deshalb nicht betrachtet. Die magnetischen Eigenschaften eines Motors werden durch die Induktivität beschrieben, weshalb die direkte oder indirekte Auswertung der Motorinduktivität längs und quer der Läuferachse zur Positionsbestimmung genutzt werden kann. Da die Induktivität eine konstruktive Größe darstellt, ist ihr Einfluss auf die elektrischen Größen unabhängig von der Drehzahl bemerkbar, sofern es gelingt, diesen durch ein geeignetes Testsignal sichtbar zu machen. Somit können die Anisotropien, im Gegensatz zur induzierten Spannung, auch bei kleinen Drehzahlen und im Stillstand genutzt werden, um den Rotorwinkel zu bestimmen.

3.2 Sensorlose Regelung bei mittleren und hohen Drehzahlen

3.2.1 Gegenüberstellung bekannter Verfahren

Die Methoden dieser Gruppe nutzen die im Grundwellenmodell betrachtete induzierte Spannung zur indirekten Bestimmung der Rotorposition. Die Eingangsgrößen des Grundwellenmodells sind der Ständerstrom und die Ständerspannung. Der Ständerstrom wird bei geregelten Antrieben mit Frequenzumrichter ohnehin gemessen um die interne Stromregelung zu speisen, weshalb keine zusätzliche Hardware für eine Strommessung benötigt wird. Auf die Messung der Ständerspannung wird hingegen verzichtet, da eine korrekte Messung der gepulsten Ausgangsspannung sehr aufwendig ist. Stattdessen wird die vom Pulsweitenmodulator ausgegebene Referenzspannung, welche vom Stromregler vorgegeben wird, als Eingangsgröße des Grundwellenmodelles benutzt.

Im Folgenden werden alle aus der Literatur bekannten Verfahren kurz vorgestellt, die prinzipiell industrietauglich sind. Dazu zählen aufgrund der zunehmenden Rechenleistung in embedded Systemen inzwischen auch einige sehr komplexe und rechenintensive Verfahren, wie der erweiterte Kalmanfilter oder vollständige Zustandsbeobachter. Ausführliche Informationen zu den einzelnen Verfahren können den jeweils angegebenen Quellen entnommen werden.

- *Integration der induzierten Spannung* [15] [16]: Bei diesem Verfahren wird mit Hilfe eines sogenannten Feldmodells aus der Integration der induzierten Spannung, welche aus der Ständerspannungs- und Ständerflussgleichung (s. Gl. 2.4 und Gl. 2.6) ermittelt wird, der Rotorflussraumzeiger und dessen Winkel berechnet. Dieses prinzipiell einfache Verfahren hat aufgrund der offenen Integration ein grundsätzliches Problem in Form der Offset-Problematik. Dieses kann jedoch mit verhältnismäßig wenig Aufwand durch eine Rückführung gelöst werden, wie in [2] ausgeführt wurde.
- *Bestimmung mittels Auswertung der abgeleiteten Phasenströme* [17] [18]: Es ist möglich, den Rotorwinkel direkt aus der Ständerspannungsgleichung (s. Gl. 2.4) zu bestimmen. Vollständig aufgelöst lauten die Ständerspannungsgleichungen im Statorkoordinatensystem

$$\underline{u} = R_s \underline{i} + L_s \frac{d\underline{i}}{dt} + j\dot{\gamma} \psi_M. \quad 3.1$$

D.h. für die direkte Berechnung der Rotorposition aus 3.1 ist die Differentiation der Phasenströme bei bekanntem Spannungsvektor \underline{u} notwendig. In der praktischen

Umsetzung gibt es mehrere Varianten zur Lösung des Problems. In [17] wird der Phasenstrom zu Beginn und am Ende eines anliegenden Nullvektors ($k=0; k=7$) gemessen und die Steigung im entsprechenden Zeitintervall aus der Differenz beider Messungen ermittelt. Komplexere Verfahren wie in [18] nutzen auch aktive Vektoren zur Positionsbestimmung und können sowohl magnetische Anisotropien als auch EMK bei der Positionsbestimmung berücksichtigen. Sie sind deshalb prinzipiell im gesamten Drehzahlbereich dafür nutzbar.

- *Hypothetische Rotorposition* [19]: Aus den Statorspannungsgleichungen im Rotorkoordinatensystem (Gl. 2.11) entsteht unter Verwendung von Schätzgrößen für Winkel und Drehzahl, welche aus einem Modell des mechanischen Systems gewonnen werden, eine Fehlergröße. Unter der Bedingung, dass $L_d \cong L_q$ ist, alle Modellparameter korrekt bestimmt sind und nur kleine Schätzfehler auftreten, erhält man so die vereinfachten Fehlerterme:

$$e_d \approx \omega \cdot \psi_m \cdot \Delta\gamma \qquad e_q \approx -\psi_m \cdot \Delta\omega \qquad 3.2$$

Die aus Gleichung 3.2 gewonnenen Fehlergrößen $\Delta\gamma$ und $\Delta\omega$ werden schließlich mit einem Verstärkungsfaktor als Eingangsgrößen auf das mechanische Modell aufgeschaltet.

- *Zustandsbeobachter* [20]: Als Beobachter wird ein Modell bezeichnet, welches das tatsächliche System, in unserem Fall eine Synchronmaschine, abbildet. Eine solche Nachbildung erfolgt üblicherweise im Zustandsraum, wo auch komplexe Systeme in übersichtlicher Matrixschreibweise dargestellt werden können. Beobachter und Realsystem werden von den gleichen Eingangsgrößen gespeist, um anschließend die erhaltenen Ausgangsgrößen miteinander zu vergleichen. Die ermittelte Differenz wird über eine Korrekturmatrix auf den Beobachter zurückgeführt, um ein Auseinanderdriften von Beobachterzustand und Systemzustand zu verhindern. In [20] wurde ein Beobachter auf Basis des nicht-linearen Motormodells realisiert, der auch die Asymmetrie der Synchronmaschine beachtet. Es wird jedoch auch auf einfachere Beobachterstrukturen verwiesen, welche ohne Asymmetrie und mit linearen Modellen arbeiten. Für welche Art von Zustandsbeobachter man sich entscheiden sollte, hängt demnach maßgeblich von der verfügbaren Rechenzeit und der gewünschten Genauigkeit ab. Die größte Schwäche dieser Methode ist die starke

Parameterabhängigkeit, welche die korrekte Ermittlung der Parametersätze für alle gewünschten Betriebszustände erforderlich macht.

- *Erweiterter Kalman Filter (EKF)* [15]: Der erweiterte Kalman Filter ist ein Zustandsbeobachter mit der speziellen Eigenschaft, dass die Korrekturmatrix online und rekursiv ermittelt wird. Voraussetzung dafür ist jedoch, dass im zu modellierenden System nur noch Rauschen als Störung auftritt und die auftretenden Störungen nicht zueinander in Beziehung stehen. Eine direkte Ermittlung der Rauschmatrizen, die zur Berechnung der Korrekturmatrix eingesetzt werden, ist deshalb bei realen Systemen in der Regel nicht möglich, sofern diese nicht bis ins kleinste Detail im Modell nachgebildet wurden. Die Ermittlung der Matrizen muss durch physikalische Interpretation und heuristische Annahmen erfolgen, was besonders im Falle unbekannter Störeffekte zu Problemen führen wird.

3.2.2 Auswahl eines Verfahrens zur Umsetzung

Da der Schwerpunkt dieser Arbeit die Erweiterung der Modelle zur Rotorpositionsbestimmung mithilfe der hochfrequenten Signaleinspeisung ist, soll die sensorlose Regelung im oberen Drehzahlbereich möglichst einfach und robust umgesetzt werden. Unter diesem Gesichtspunkt scheiden aufwendige Verfahren wie Zustandsbeobachter, Kalman Filter oder Bestimmung aus den abgeleiteten Phasenströmen aus. Für eine schnelle Umsetzung wären die Ansätze „der Integration der induzierten Spannung“ und „Hypothetische Rotorposition“ geeignet. Da die Nutzung der hypothetischen Rotorposition jedoch voraussetzt, dass das mechanische System bekannt ist und sich nicht signifikant während des Betriebes ändert ($J=\text{konst}$), ist dieses Verfahren für Positionierantriebe mit wechselnden Lasten nur bedingt geeignet. Die Rotorposition soll deshalb durch die Integration der induzierten Spannung bestimmt werden. Das entsprechende Verfahren wird in Kapitel 3.4 im Detail behandelt.

3.3 Sensorlose Regelung im Niedrigdrehzahlbereich und Stillstand

3.3.1 Genutzte Anisotropien

Nicht alle parasitären Effekte und die damit verbundenen Anisotropien sind für eine Auswertung der Rotorposition geeignet. Im Folgenden sind deshalb alle Effekte aufgelistet, die auf Grund ihres messbaren Einflusses auf die Induktivität relevant sind:

- *Asymmetrische Läuferform:* Wie bereits in Abschnitt 2.1 besprochen hat der Luftspalt einen maßgeblichen Einfluss auf die Induktivität der Synchronmaschine. Durch die Verwendung von eingebetteten Magneten im Rotor, welche hinsichtlich der Permeabilität nahezu wirken wie Luft, wird der effektive Spaltquerschnitt entlang des Rotors variiert. Die Permanentmagneten, welche in der d-Achse des Rotors liegen, senken somit deren Induktivitätswert ($L_d < L_q$).
- *Sättigungseffekte im Statoreisen:* Bekanntlich besitzt Eisen eine nichtlineare B-H-Kennlinie. D.h. mit zunehmender magnetischer Feldstärke fällt der Zuwachs der magnetischen Flussdichte geringer aus, bis das Material vollständig gesättigt ist und die Permeabilität des Eisenmaterials auf den Wert von Luft abfällt. Demnach hängt die Induktivität einer Phasenwicklung des Stators von Magnetisierungszustand des Eisenkernes dieser Wicklung ab. Je höher der Eisenkern vormagnetisiert ist, desto mehr Strom wird benötigt, um einen entsprechenden Fluss aufzubauen; die Induktivität sinkt. Da die Permanentmagneten des Rotors eine starke Vormagnetisierung in Richtung der d-Achse erzeugen, ist das Eisen in dieser Richtung stärker gesättigt als in der Querrichtung, weshalb die Induktivität auch in diesem Fall in Richtung der d-Achse kleiner wird ($L_d < L_q$).

Es ist ersichtlich, dass beide Anisotropie-Effekte additiv wirken. D.h. ein Motor, der zusätzlich zu den unumgänglichen Sättigungseffekten eine Läuferasymmetrie aufweist, wird eine größere Differenz zwischen L_d und L_q besitzen, was wiederum stärkere Messsignale nach sich zieht. Synchronmaschinen mit stark ausgeprägten Läuferasymmetrien sind deshalb für sensorlose Methoden, die auf Anisotropien basieren, besonders gut geeignet.

3.3.2 Störende Anisotropie-Effekte

Wird ein Testsignal eingespeist, werden die gewünschten Anisotropien von unerwünschten Effekten überlagert. Die meisten dieser Effekte können vernachlässigt werden und spielen bei der Großzahl der Synchronmaschinen keine Rolle. Dennoch müssen bestimmte Effekte beachtet werden. Dazu zählen:

- *Kreuzsättigung der Magnetachsen:* Den Ausführungen unter 2.3 zufolge muss ein Strom (i_q) senkrecht zur Hauptmagnetachse des Rotors eingespeist werden, um ein Drehmoment zu erzeugen. Den Maxwell-Gleichungen zufolge erzeugt dieser Strom seinerseits ein Magnetfeld in der Maschine, welches senkrecht auf der durch die Dauermagneten erzeugten Feldkomponente steht. Nach dem Superpositionsprinzip überlagern sich beide Feldkomponenten und erzeugen in der Summe ein Magnetfeld, dessen Raumzeiger nicht mehr in Richtung der Hauptmagnetachse des Rotors zeigt. Folglich verschiebt sich die durch Sättigungseffekte erzeugte Anisotropie in Richtung der q-Achse. Dementsprechend wandert der Bereich der kleinsten Induktivität, welcher letztendlich von allen hochfrequenten Verfahren zur Positionsbestimmung genutzt wird, von der d-Achse weg. Diesen Effekt bezeichnet man in der Literatur [1], [21], [22] als Kreuzsättigung und er wird in [1] und [21] auf abstrakter Ebene mit Hilfe einer Koppelinduktivität bzw. „cross-saturation inductance“ beschrieben. Da die Induktivität neben den Sättigungseffekten, wie im vorangegangenen Unterkapitel beschrieben, auch von konstruktiven Faktoren bestimmt wird, ist der Einfluss der Kreuzsättigung vom jeweiligen Motortyp abhängig. In der Praxis wird der durch die Kreuzsättigung entstehende Fehlwinkel deshalb für jeden Motortyp in Abhängigkeit des drehmomentbildenden Stromes gemessen und als look-up-table hinterlegt.
- *Nutungsanisotropien und Reluktanzeffekte:* Motornuten führen, genau wie asymmetrische Läuferformen, zu Variationen der effektiven Luftspaltbreite entlang des Umfangs. Aufgrund der zunehmenden Optimierung tauchen jedoch immer häufiger Motortypen auf, bei denen eine Vernachlässigung der Nutungsanisotropien nicht mehr zulässig ist, wie unter anderem in [23] und [24] gezeigt wurde. Der Einfluss des Reluktanzeffektes in Hybridschrittmotoren, betrachtet als Sonderfall der Synchronmaschine, wurde in [25] beschrieben. Es sei an dieser Stelle noch angemerkt, dass Nutungsanisotropien bei PMSM in der Regel als „störend“ bezeichnet werden, aber eine Ausnutzung dieser Anisotropien für die sensorlose Regelung durchaus im Bereich des möglichen liegt.

3.3.3 Gegenüberstellung der Verfahren zur hochfrequenten Signaleinprägung

Da hochfrequente (HF) Signaleinprägung nur bei kleinen Drehzahlen oder im Stillstand zur Positionsbestimmung benutzt wird, kann Gl. 2.11 unter Vernachlässigung der drehzahlabhängigen Terme zu

$$\underline{u}^r = R_s \underline{i}^r + L_s \frac{d\underline{i}^r}{dt} \quad 3.3$$

vereinfacht werden. Unter Verwendung der tatsächlichen Statorinduktivitäten für d- und q-Achse ergibt sich in Komponentenschreibweise für die Spannungen im Rotorkoordinatensystem:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \quad 3.4$$

Betrachtet man u als Eingangsgröße des Systems und i als die Ausgangsgröße, ergibt sich im Frequenzbereich die Übertragungsfunktion eines PT1-Gliedes für beide Achsen des Rotors, die sich lediglich durch eine unterschiedliche Rotorzeitkonstante unterscheiden:

$$G_d(s) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + s \frac{L_d}{R_s}} \quad G_q(s) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + s \frac{L_q}{R_s}} \quad 3.5$$

Der Vergleich beider Übertragungsfunktionen im Bode-Diagramm liefert folgendes Bild:

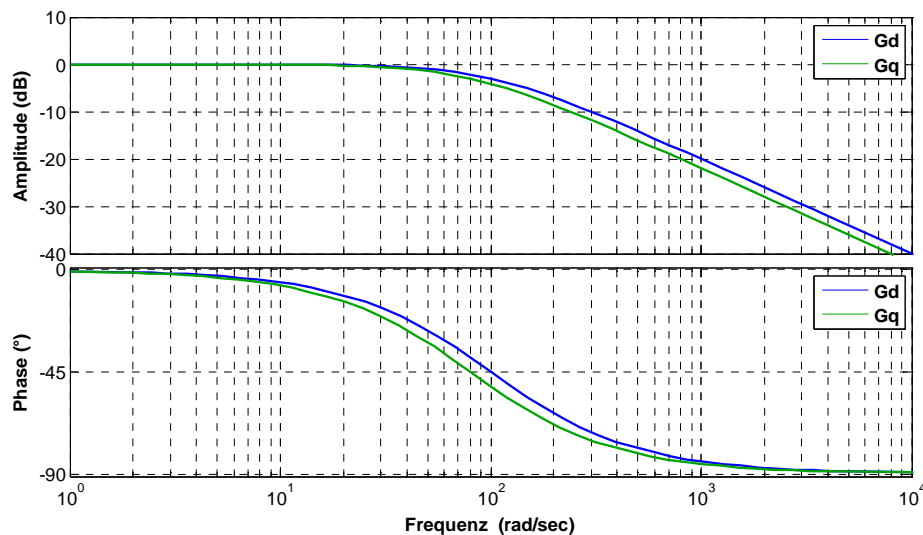


Abbildung 3.1: Bodediagramm der Rotorachsen für $R_s=1\Omega$; $L_d=1\text{mH}$; $L_q=1.2\text{mH}$

Aus Abbildung 3.1 lässt sich sofort schlussfolgern, dass eine Detektion der Anisotropien des Motors anhand unterschiedlicher Amplituden nur durch Anregung mit Frequenzen oberhalb der Knickfrequenzen möglich ist. Ein Blick auf den Phasen-Frequenzgang zeigt zudem, dass

die Phasenlage der Systemreaktion bezüglich des Testsignales bei Frequenzen nur knapp oberhalb der Knickfrequenz entlang der beiden Rotorachsen unterschiedlich ist. Prinzipiell ist es zwar möglich, diesen variierenden Phasenwinkel bei der Auswertung des Testsignales zu beachten, aber zusätzliche Fehler durch Verschiebungen der Knickfrequenzen, wie sie z.B. durch die temperaturbedingte Änderung des Widerstandes oder Sättigung hervorgerufen werden, erschweren dies enorm. Deshalb ist es sinnvoller Testsignale mit Frequenzen, die mindestens eine Dekade oberhalb der Knickfrequenz liegen, zur Identifikation der Rotorlage einzusetzen.

Die Einprägung dieser hochfrequenten Testsignale kann ausgehend von der bekannten Literatur in periodisch aufgeschaltete Testsignale und kontinuierlich eingeprägte Testsignale eingeteilt werden. Im folgenden Abschnitt werden die Eigenschaften dieser beiden Testsignalgruppen und die ihnen zugehörigen Verfahren kurz vorgestellt, um einen Überblick zu erhalten.

3.3.3.1 Kontinuierlich eingeprägte Testsignale

Zur Gruppe der kontinuierlich eingepprägten Testsignale zählen alle Verfahren, die parallel zur Grundschiwingung ein weiteres sinusförmiges Spannungssignal einprägen und dessen Stromantwort auswerten. Bei korrekter Implementierung hat dies keine negativen Auswirkungen auf die Stromregelung, da die Testsignale aufgrund der benötigten Frequenzen weit genug vom Frequenzband der Grundschiwingung entfernt sind, dass eine Entkopplung von Grundschiwingungsstrom und hochfrequenten Strom ohne große Probleme, z.B. durch einen Bandpass, erfolgen kann. Der größte Nachteil dieser Verfahren ist die ständige Geräuschbelastung durch das hochfrequente Schwingen des Gesamtsystems, was sich aufgrund der eingepprägten Testsignale einstellt. Es gibt eine Vielzahl verschiedener Verfahren, die mit kontinuierlichen Testsignalen arbeiten, die sich jedoch meist nur in der Art der Auswertung der Messgrößen unterscheiden. Für die Grundsätzliche Generierung der Rotorpositionssignale gibt es hingegen nur zwei grundsätzliche Vorgehensweisen [26]:

- Rotierende Trägersignale: Dem Spannungsraumzeiger der Grundschiwingung wird ein Trägersignal in Form eines hochfrequenten komplexen Spannungsraumzeigers überlagert, der mit einer festen Amplitude und Kreisfrequenz im Statorkoordinatensystem rotiert:

$$\underline{u}_h^s = U_h e^{j\omega_h t} \quad 3.6$$

Im jeweiligen Motor wird somit ein komplexer Stromraumzeiger generiert, der ebenfalls mit der ausgewählten Trägerfrequenz im Statorkoordinatensystem rotiert.

Aufgrund der durch Anisotropien entstehenden Asymmetrie des Motors besteht der Stromraumzeiger aus Mit- und Gegensystem. Aus dem Gegensystem, welches als Maß der Asymmetrie betrachtet werden kann, wird anschließend mit Hilfe unterschiedlicher Verfahren die Rotorposition ermittelt.

- Alternierende Trägersignale: Das Trägersignal wird in Form einer pulsierenden Spannung in einer fest definierten Raumrichtung aufgeprägt. Um eine maximale Signalamplitude zur Positionsbestimmung zu erhalten, geschieht dies i.d.R. in Richtung der d-Achse des geschätzten Rotorkoordinatensystems:

$$\tilde{u}_d = U_h \sin(\omega_h t) \quad 3.7$$

Auch diese Klasse der Trägersignale wird mit einer festen Amplitude und Frequenz aufgeschaltet. Im Unterschied zu rotierenden Trägersignalen ist die Rotorposition nicht direkt aus dem entstehenden hochfrequenten Stromraumzeiger ablesbar. Stattdessen enthalten die beiden Stromkomponenten \tilde{i}_d und \tilde{i}_q Informationen über den Winkelfehler zwischen dem geschätzten \tilde{d} - \tilde{q} -KS und der tatsächlichen Rotorposition.

3.3.3.2 Periodisch aufgeschaltete Testsignale

Periodisch aufgeschaltete Testsignale zeichnen sich dadurch aus, dass die PWM zur Regelung des Motorstromes in regelmäßigen Abständen unterbrochen und kurzzeitig durch ein entsprechendes Testsignal ersetzt wird. Vorteilhaft an diesen Verfahren ist, dass durch die zeitliche begrenzte Aktivität der Testsignale im Motor die Menge der störenden Geräusche und Pendelmomente im Mittel verhältnismäßig klein ist. Nachteilig ist hingegen der direkte Eingriff in den Regelkreis der Maschine, was besonders bei transienten Vorgängen die Stabilität gefährden kann. Im Folgenden werden die zwei bekanntesten Vertreter dieser Gruppe kurz vorgestellt:

- INFORM-Verfahren [27]: INFORM steht für „Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement“. D.h. die Position des Maschinenflusses soll durch die Messung der Induktivität bestimmt werden. Die Induktivität wird dabei über den Stromanstieg der jeweiligen Phase ermittelt. Um die Rotorposition zu bestimmen, muss die Pulsweitenmodulation zur Stromregelung der Maschine kurzzeitig unterbrochen werden. In dieser Zeit schaltet man hintereinander mehrere Spannungsvektoren auf und misst in jeder Motorphase die resultierenden Stromanstiege zum jeweiligen Vektor. Die Kombination der Stromanstiege aller Phasen liefert einen komplexen Raumvektor dessen Argument den Rotorwinkel

enthält. Um die entstehenden Pendelmomente und Geräusche im Motor und den Einfluss auf die Stromregelung möglichst gering zu halten, sollten die Testvektoren möglichst kurzzeitig angelegt werden. Dies erfordert eine Messtechnik, die in der Lage ist, ausreichend schnell und genau die Stromanstiege, z.B. durch Messung der Phasenströme zu Beginn und kurz vor Ende des Testvektors, zu ermitteln. Mit voranschreiten der Mess- und Rechentechnik stellt dies jedoch kein großes Problem dar.

- Fundamentale PWM Anregung [7] [28] [18]: Diese Methode kann als logische Weiterentwicklung des INFORM-Verfahrens angesehen werden. Durch zunehmende Steigerung der Rechenleistung digitaler Signalprozessoren und genauerer Messmethoden ist es in den letzten Jahren einfacher geworden Stromanstiege auch in sehr kurzen Spannungsvektoren, deren Zeitdauer kleiner als eine Periode der hochfrequenten PWM ist, ausreichend genau zu messen. Es erscheint deshalb logisch, aufgrund dieser Entwicklung den bei jeder mit PWM realisierten Motorregelung auftretenden Stromripple auf Stromanstiege hin auszuwerten, anstelle sich extra eigene Testvektoren zu generieren. Auf diese Weise kann die Einprägung störender Spannungsvektoren vermieden werden und zusätzliche Pendelmomente und Geräusche bleiben aus. Zeitlich zu kurze Spannungsvektoren müssen jedoch künstlich verlängert werden, um eine ausreichende genaue Messung der Stromanstiege zu garantieren. Eine Verzerrung der Motorspannung ist somit auch mit diesem Verfahren nicht vollständig zu vermeiden.

3.3.4 Gegenüberstellung der Auswertungsmethoden

Alle Verfahren, die sich kontinuierlicher Testsignale bedienen, um die Rotorposition zu bestimmen, haben die Gemeinsamkeit, dass die hochfrequenten Stromanteile von der Grundschwingung des Motors entkoppelt werden müssen, sodass einerseits der Stromregler nicht auf hochfrequente Anteile reagiert und andererseits die Positionsbestimmung nicht durch den Grundschwingungsstrom verfälscht wird. Dies wird i.d.R. durch eine Bandpass-Hochpass-Kombination oder das sogenannte „synchronous frame filtering“ realisiert (siehe Kapitel 3.5.3).

Alternierende Testsignale, die entlang der geschätzten d-Achse eingespeist werden, liefern nur eine Information über den momentanen Winkelfehler. Deshalb gibt es prinzipiell nur eine Möglichkeit, alternierende Testsignale auszuwerten:

- Minimierung des Winkelfehlers durch „tracking observer“: Da bei Einspeisung des Trägersignales entlang der korrekten d-Achse des Rotors keinerlei Ströme entlang der q-Achse hervorgerufen werden dürfen, ist die Amplitude des hochfrequenten Stromes \tilde{i}_q im geschätzten \tilde{d} - \tilde{q} -KS ein Maß für den Winkelfehler [26]. Durch die Minimierung dieser Stromkomponente kann somit eine Orientierung des geschätzten KS auf das tatsächliche KS erfolgen. Nach der Behandlung des Vorzeichens wird der sich ergebende Strom \tilde{i}_q im einfachsten Falle [29] [30] direkt als Eingang eines PI-Reglers aufgeschaltet, welchem wiederum ein Integrierer nachgeschaltet ist. Der Ausgangswert dieser Struktur entspricht im stabilen Zustand dem korrekten Rotorwinkel. Abweichend von dieser grundlegenden Idee kann der Beobachter auch mit P- oder PID-Reglern betrieben werden und das komplette mechanische Modell des Motors enthalten, was natürlich die Parametrierung erheblich erschwert [31].

Für rotierende Testsignale, die eine direkte Information über die Rotorlage enthalten, gibt es eine weit größere Auswahl an Auswertungsverfahren, deren wichtigste Vertreter im Folgenden vorgestellt werden:

- Direkte Berechnung des Winkels [2] [24]: Die einfachste Art der Auswertung ist die direkte Winkelberechnung mit Hilfe der atan2-Funktion aus dem Gegensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers. Im Gegensatz zur arctan-Funktion besitzt die atan2-Funktion 2 Argumente, x- und y-Koordinate eines Vektors, und kann so eine Fallunterscheidung für den jeweiligen Sektor treffen, in dem sich der Raumvektor befindet. So wird eine Winkelberechnung von $-\pi$ bis $+\pi$ ermöglicht.
- Anisotropiemodell und mechanischer Beobachter [32]: Für die Inbetriebnahme des Motors wird während des Betriebes mit Encoder ein Anisotropiemodell erstellt, welches die korrekten Positionssignale für jede Rotorposition bei unterschiedlichen Lasten enthält. Wird der Motor anschließend sensorlos betrieben, kann durch die Bildung eines Kreuzproduktes zwischen tatsächlich gemessenen Anisotropien und dem gespeicherten Modell eine Fehlergröße erzeugt werden, die proportional dem Winkelfehler ist. Diese Fehlergröße wird anschließend mit Hilfe eines „tracking observers“, wie er auch bei alternierenden Signalen verwendet wird, zur Nachführung des Rotorwinkels eingesetzt.

- Online-Parameter-Bestimmung [4]: Aus dem hochfrequenten Signal werden, meist mit Hilfe der Methode der kleinsten Fehlerquadrate, die momentanen Motorparameter durch den Vergleich einer Beobachterstruktur mit dem elektrischen System ermittelt. Die momentane Rotorposition fällt in diesem Fall als „Nebenprodukt“ mit ab. Durch die Bestimmung von L_d und L_q kann der durch Kreuzsättigung entstehende Winkelfehler direkt kompensiert werden, was allerdings den erheblichen Rechenaufwand und die daraus resultierende Verzögerung im unteren Sekundenbereich auf heutigen DSPs nicht aufwiegen kann.
- Berechnung der Induktivitäten [33]: Als eine deutlich weniger aufwendige Abwandlung der Online-Parameter-Bestimmung beschränken sich diese Verfahren darauf, nur die zur Winkelbestimmung nötigen Parameter zu bestimmen. In diesem Fall ist dies die Koppelinduktivität zwischen der \tilde{d} - und \tilde{q} -Achse des geschätzten Rotorkoordinatensystems. Die Koppelinduktivität ist ein Maß für die Verkopplung beider Achsen und muss bei korrekter Ermittlung der Rotorposition verschwinden, d.h. sie kann als Fehlergröße zur Speisung eines „tracking observers“ verwendet werden.

Neben diesen weit verbreiteten Auswerteverfahren gibt es auch einige weniger bekannte Verfahren, die z.B. auf der direkten Auswertung der hochfrequenten Stromamplitude [34] basieren. Da sich diese Verfahren in der Literatur jedoch nicht durchgesetzt haben, soll an dieser Stelle auf weitere Details verzichtet werden.

Die Auswertungsmöglichkeiten für periodische Signale, sollen an dieser Stelle nicht behandelt werden, da diese sich größtenteils mit den Möglichkeiten, welche zur Auswertung rotierender Signale zu Verfügung stehen, decken. Beispielsweise wurde in [27] eine direkte Winkelberechnung mittels atan2-Funktion gewählt, während [7] auf eine Kombination aus Induktivitätsbestimmung und Beobachtermodell setzt.

3.3.5 Auswahl eines Verfahrens und der Auswertungsmethode für die Umsetzung

Da es das erklärte Ziel dieser Arbeit ist, Probleme zu analysieren, die bei Verwendung der hochfrequenten Signaleinprägung in Kombination mit gesättigten Synchronmaschinen auftreten können, ist es sinnvoll ein Verfahren einzusetzen, mit dem schon Erfahrungen gesammelt werden konnten. So können zusätzliche Fehler und Probleme bei der Implementierung, die nicht direkt mit dem Motor zusammenhängen, vermieden werden. Deshalb wurde als Grundlage der weiteren Untersuchungen ein rotierendes Trägersignal mit

direkter Auswertung des Winkels ausgewählt. Die theoretischen Grundlagen, welche bei der Umsetzung dieses Verfahrens zu beachten sind, werden in Kapitel 3.5 detailliert beschrieben.

3.4 Bestimmung des Rotorwinkels durch Integration der Spannung

3.4.1 Feldmodell

Aus dem Modell der Synchronmaschine kann durch Integration der Statorspannungsgleichung (Gl. 2.4) der Gesamtfluss der Maschine bestimmt werden:

$$\underline{\psi}_s^s = \int \underline{u}^s - R_s \underline{i}^s dt \quad 3.8$$

Die Rotorposition ist fest mit dem Rotorfluss verbunden. D.h. der Gesamtfluss muss mithilfe der Statorflussgleichung (Gl. 2.6) in seine Anteile zerlegt werden, sodass folgt:

$$\underline{\psi}_M^s = \int (\underline{u}^s - R_s \underline{i}^s) dt - L_s \underline{i}^s \quad 3.9$$

Das durch Gleichung 3.9 beschriebene Feldmodell, gekoppelt mit einer atan2-Berechnung zur Bestimmung des Rotorwinkels, gilt als Standardlösung für die sensorlose Regelung bei mittleren und hohen Drehzahlen. Das entsprechende Blockdiagramm ist in Abbildung 3.2 dargestellt.

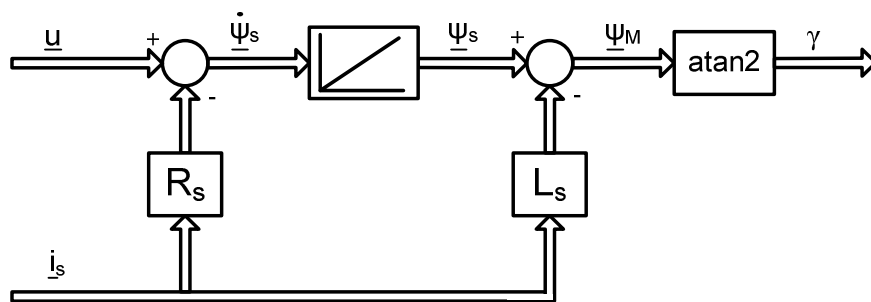


Abbildung 3.2: Feldmodell zur Rotorwinkelbestimmung

In der Praxis können durch Messfehler und Asymmetrien Gleichanteile in den Eingangsgrößen des Feldmodells vorhanden sein, was ein „Weglaufen“ der Flusskomponenten hinter dem Integrierer zur Folge hat. Deshalb muss durch zusätzliche Maßnahmen sichergestellt werden, dass Gleichanteile der Eingangsgrößen ausgefiltert werden.

Die einfachste und zugleich stabilste Lösung des Problems stellt eine einfache Rückführung mit einem Verstärkungsfaktor K über dem Integrierer dar (vgl. [2]).

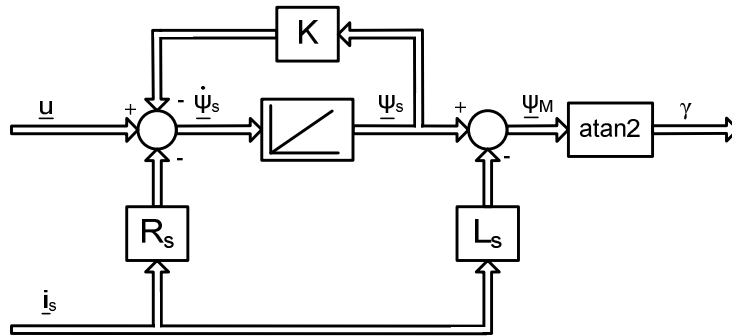


Abbildung 3.3: Feldmodell mit Rückführung

Der Statorfluss wird im verbesserten Feldmodell demnach durch folgende Formel berechnet:

$$\underline{\psi}_s^s = \int \left(\underline{u}^s - R_s \underline{i}_s^s - K \underline{\psi}_s^s \right) dt \quad 3.10$$

Die Transformation in den Laplace-Bereich und die anschließende Auflösung der Gleichung nach $\underline{\psi}_s^s$ liefert die Übertragungsfunktion eines klassischen Verzögerungsgliedes 1. Ordnung:

$$\underline{\psi}_s^s = \frac{1}{K} \frac{1}{1 + s \frac{1}{K}} (\underline{u}^s - R_s \underline{i}_s^s) \quad 3.11$$

Der Faktor K der Rückführung bestimmt somit die Zeitkonstante ($T = \frac{1}{K}$) als auch die Verstärkung bzw. Dämpfung des so entstandenen Tiefpassfilters. Die Dämpfung des Gleichanteils ist somit durch die maximal zulässige Knickfrequenz begrenzt. Diese wiederum ist von der kleinsten angestrebten Modellfrequenz abhängig und sollte etwa eine Dekade darunter liegen, um ein reines Integrierverhalten für die Übertragung der Motorgrundfrequenz zu garantieren. Andernfalls entstehen aufgrund des Phasenfrequenzganges Phasenfehler im berechneten Statorfluss, wie in Abbildung 3.4 dargestellt. Die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Parameter für das Feldmodell können dem Anhang 9.6 entnommen werden.

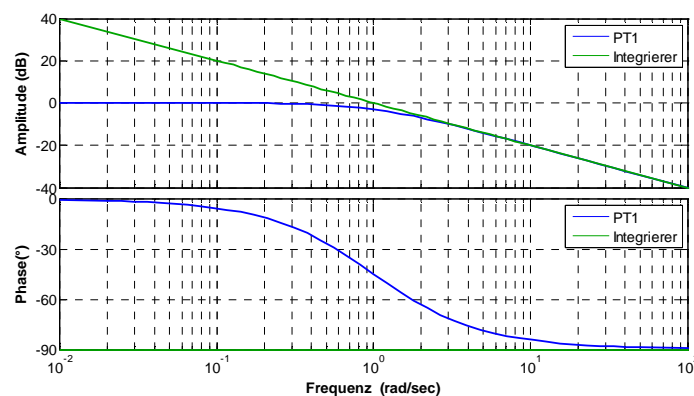


Abbildung 3.4: Einfluss der Rückführung(PT1-Glied) auf das Modellverhalten

Als weiterführendes Verfahren zur besseren Offsetunterdrückung wurde in [2] eine Rückführung per PT1-Glied untersucht. Durch diese Modifikation wird das Feldmodell jedoch zu einem schwingungsfähigen System, was bei bestimmten Antriebskonfigurationen Probleme machen kann.

Weitere Verfahren mit besserer Offsetunterdrückung wurden in [35] am Feldmodell einer Doppelt-Gespeisten-Asynchronmaschine vorgestellt. Dazu zählt unter anderem die Realisierung des kompletten Modells als Kalmanfilter. Dieses Verfahren kann mit etwas Aufwand für eine Synchronmaschine angepasst werden.

Da der Fokus dieser Arbeit auf dem unteren Drehzahlbereich liegt, wurde auf die Realisierung dieser komplexeren Verfahren verzichtet und die Unterdrückung des Gleichanteils mit einer einfachen Rückführung realisiert. Dies reicht aus, um am verwendeten Antrieb das Umschalten zwischen beiden Drehzahlbereichen und den entsprechenden Modellen zu demonstrieren.

3.4.2 Phasenregelkreis (PLL)

Der aus dem Feldmodell bestimmte Rotorwinkel ist mit Störgrößen behaftet und deshalb nur bedingt als Winkel für die Vektordreher der FOR geeignet. Deshalb wird dem Feldmodell ein Phasenregelkreis, im Englischen phase-lock-loop, nachgeschaltet, dessen Aufgabe es ist, einen Winkel mit dem Sollwert, welcher vom Feldmodell vorgegeben wird, zu synchronisieren. Alle Störungen auf dem Sollwert sollen dabei durch die PLL gefiltert werden um einen sauberen Winkel für die FOR zu erhalten. Da es der Umfang dieser Arbeit nicht zulässt, die gesamte Theorie zu PLL-Strukturen zu bearbeiten, soll an dieser Stelle auf die Literatur [36] verwiesen werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die in Abbildung 3.5 dargestellte PLL-Struktur umgesetzt. Der vom Feldmodell berechnete Winkel γ wird differenziert, um die derzeitige Winkelgeschwindigkeit zu berechnen. Auch bei einer Differenzierung über mehrere Abtastschritte wird die so berechnete Winkelgeschwindigkeit stark gestört sein. Um diese Störung zu filtern werden zwei in Reihe geschaltete T1-Glieder eingesetzt. Deren Zeitkonstante wird so gewählt, dass Störungen gefiltert werden, ohne die Winkelgeschwindigkeit des Arbeitspunktes ω_0 zu stark gegenüber der ungefilterten Winkelgeschwindigkeit zu verzögern.

Bei konstanter Winkelgeschwindigkeit kann der Ausgangswinkel γ_{pll} durch Integration von ω_0 direkt bestimmt werden. In diesem Fall ist $\Delta\omega=0$ und somit $\omega_{pll} = \omega_0$. Da die

Winkelgeschwindigkeit jedoch variiert, muss eine Reglerstruktur aufgebaut werden, die daraus entstehende Abweichungen des Winkels ausgleicht. Die Phasendifferenz zwischen γ und γ_{pll} ist störgrößenbehaftet und kann deshalb nicht direkt verwendet werden. Stattdessen wird ein T1-Filter vorgeschaltet und die gefilterte Phasendifferenz e dient dann als Reglereingang. Als Regler ist ein P-Regler ausreichend, da der Arbeitspunkt durch die Drehzahl ω_0 vorgesteuert wird. Im Ergebnis erhält man beim Einsatz der passenden Parameter den Winkel γ_{pll} , welcher, abgesehen von den gefilterten Störungen, dem Winkel γ identisch ist. γ_{pll} dient entsprechend als Eingangswinkel für alle Vektordreher in der FOR. Alle Parameter der umgesetzten PLL-Struktur können im Anhang 9.6 nachgeschlagen werden.

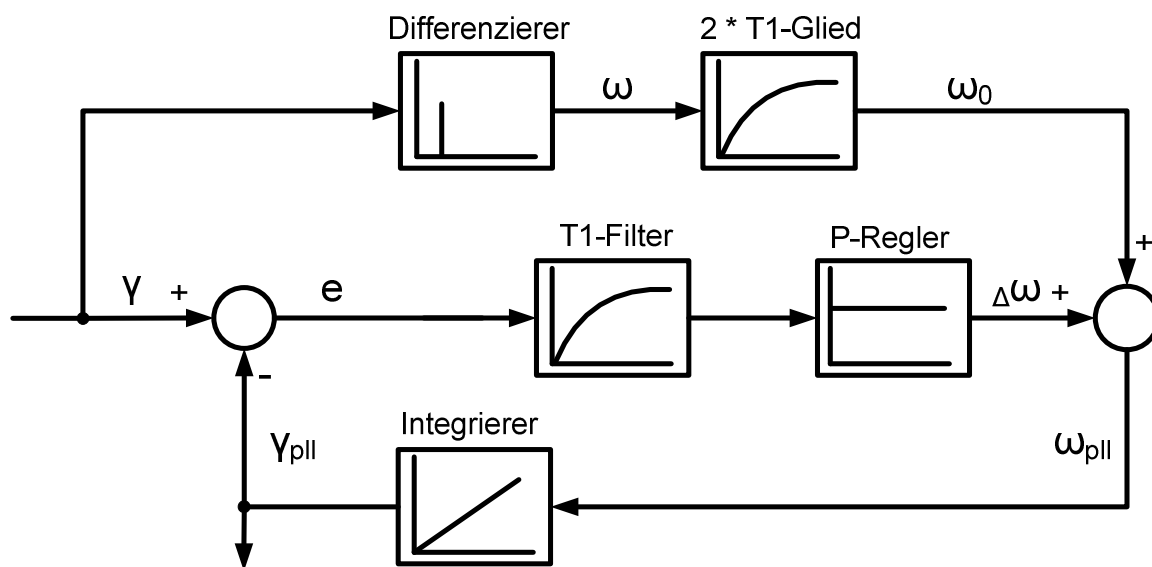


Abbildung 3.5: PLL-Struktur zur Winkelaufbereitung

3.5 Bestimmung des Rotorwinkels durch hochfrequente Signaleinprägung

In diesem Kapitel werden alle Aspekte der hochfrequenten Signaleinprägung erläutert, die benötigt werden, um das Verfahren praktisch umzusetzen. Neben grundlegenden theoretischen Kenntnissen zum hochfrequenten Maschinenmodell und der Demodulation des hochfrequenten Stromraumzeigers werden auch Strategien zur Lösung spezifischer Probleme, die beim Einsatz des Verfahrens auftreten, vorgestellt. Da alle auf den folgenden Seiten vorgestellten Probleme und Lösungsstrategien in einer Vielzahl von Publikationen durch Analyse und Messung untermauert wurden, wird an dieser Stelle darauf verzichtet. Stattdessen soll durch die Umsetzung aller im Folgenden aufgelisteten Punkte eine sensorlose Regelung entstehen, die alle aus der Literatur bekannten Fehler kompensiert und somit im Idealfall einen fehlerfreien Rotorwinkel liefert.

3.5.1 Hochfrequentes Maschinenmodell

Für die Synthese des hochfrequenten Modells wird die durch die Permanentmagneten einer PMSM erzeugte Eisensättigung als sinusförmig verteilt entlang des Luftspaltes angenommen. Das führt zu einer ebenfalls räumlich sinusförmigen Anteil der Induktion. Asymmetrien in der Läuferform können diese sinusförmige Komponente weiter verstärken. Für eine einfachere Modellbildung werden alle Anisotropien, welche diese ideal sinusförmige Verteilung stören könnten, vorerst vernachlässigt.

Die Minima der Induktion treten dabei in Richtung der Rotorachse auf, während die Maxima jeweils senkrecht zu dieser Achse zu finden sind. Bezogen auf die magnetische Achse einer Phasenwicklung gibt es pro elektrischer Umdrehung des Rotors demnach 2 Positionen an denen die sinusförmige Induktionskomponente minimal wird (Rotorachse = magnetische Achse) und 2 Positionen an denen sie maximal wird (magnetische Achse senkrecht zur Rotorachse). Im rotierenden Koordinatensystem kann somit eine Zuordnung der Induktivitätswerte L_d und L_q zu den Rotorachsen d und q erfolgen. Bei der Transformation in das Statorkoordinatensystem ergeben sich somit winkelabhängige Induktivitäten, die wie folgt beschrieben werden können:

$$\begin{aligned} L_{\alpha\alpha} &= \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\gamma) \\ L_{\beta\beta} &= \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\gamma) \\ L_{\alpha\beta} &= L_{\beta\alpha} = \frac{L_d - L_q}{2} \sin(2\gamma) \end{aligned} \quad 3.12$$

In [37] wurde demonstriert, dass sich die Magnetfelder bei Anregung mit einem hochfrequenten Testsignal hauptsächlich über die Streuwege schließen, was auf den Skineffekt zurückzuführen ist. Bei Anregung mit einem hochfrequenten Testsignal ist die gemessene Induktivitätsänderung demnach der Änderung der Streuinduktivität um den von Grundschwingungsstrom vorgegebenen Arbeitspunkt zuzuordnen.

Der gemessene Induktivitätstensor $L_{\sigma s}$ lässt sich im Rotorfluss-Koordinatensystem somit als

$$L_{\sigma s} = \begin{bmatrix} L_{\sigma d} & 0 \\ 0 & L_{\sigma q} \end{bmatrix} \quad 3.13$$

darstellen und beinhaltet die differentiellen Streuinduktivitäten. Der Zusammenhang zwischen differentieller Induktivität und den Induktivitäten des Grundschwingungsstromes ist in Abbildung 3.6 dargestellt.

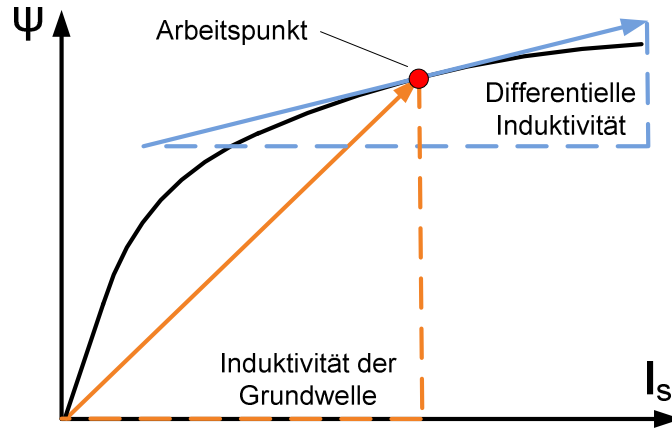


Abbildung 3.6: Verhalten der differentiellen Induktivität im Arbeitspunkt

Ausgangspunkt der Herleitung des hochfrequenten Maschinenmodells ist die Spannungsgleichung der permanentenerregten Synchronmaschine im Rotorkoordinatensystem:

$$\underline{u}^r = R_s \underline{i}^r + L_s \frac{d\underline{i}^r}{dt} + j\dot{\gamma} L_s \underline{i}^r + j\dot{\gamma} \psi_M \quad 3.14$$

Da die Methode der hochfrequenten Signaleinprägung nur für sehr kleine Drehzahlen und im Stillstand zur Anwendung kommt, kann das Modell stark vereinfacht werden. Die drehzahlabhängigen Terme $j\dot{\gamma} L_s \underline{i}^r$ und $j\dot{\gamma} \psi_M$ können für kleine Drehzahlen ω vernachlässigt werden. Bei Anregung eines hochfrequenten Stromes i_h durch eine entsprechende Spannung u_h ergibt sich somit folgende Gesetzmäßigkeit:

$$\underline{u}_h^r = R_s \underline{i}_h^r + L_{\sigma s} \frac{d\underline{i}_h^r}{dt} \quad 3.15$$

Wird der Motor, wie in diesem Falle, mit Frequenzen oberhalb der Nenndrehzahl angeregt, ist der Anteil des Widerstands an der Gesamt-Impedanz sehr klein und kann vernachlässigt werden, so dass ein hochfrequentes Maschinenmodell mit dem einfachen Zusammenhang

$$\underline{u}_h^r = L_{\sigma s} \frac{d\underline{i}_h^r}{dt} \quad 3.16$$

beschrieben werden kann. Die entsprechende Nachrechnung ist im Anhang 9.2 zu finden.

3.5.2 Ableitung des hochfrequenten Stromraumzeigers

Die Anregung eines Synchronmotors mit einer hochfrequenten Spannung ergibt einen hochfrequenten Stromraumzeiger, der in erster Näherung aus dem vereinfachten hochfrequenten Maschinenmodell

$$\underline{u}_h^r = U_h e^{j(\omega_h - \omega)t} = L_{\sigma s} \frac{d\underline{i}_h^r}{dt} \quad 3.17$$

durch einfaches Umstellen gewonnen werden kann:

$$\underline{i}_h^r = L_{\sigma s}^{-1} \int \underline{u}_h^r dt \quad 3.18$$

Der inverse differentielle Induktivitätstensor lässt sich als

$$L_{\sigma s}^{-1} = \frac{1}{L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \begin{bmatrix} L_{\sigma q} & 0 \\ 0 & L_{\sigma d} \end{bmatrix} \quad 3.19$$

darstellen. Die Lösung von Gl. 3.18 unter Verwendung von Gl. 3.19 ergibt einen hochfrequenten Stromraumzeiger der Form

$$\underline{i}_h^r = -j \frac{1}{(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \begin{bmatrix} L_{\sigma q} & 0 \\ 0 & L_{\sigma d} \end{bmatrix} \underline{u}_h^r \quad 3.20$$

Um den differentiellen Induktivitätstensor besser verrechnen zu können, bietet es sich an, den Raumzeiger \underline{u}_h^r in Imaginär- und Realteil aufzuspalten und als Vektor auszuschreiben:

$$\underline{i}_h^r = \frac{U_h}{(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \begin{bmatrix} L_{\sigma q} & 0 \\ 0 & L_{\sigma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin((\omega_h - \omega)t) \\ -j \cos((\omega_h - \omega)t) \end{bmatrix} \quad 3.21$$

Wird (Gl. 3.21) ausmultipliziert, so ergibt sich für den hochfrequenten Stromraumzeiger in rotorfesten Koordinaten:

$$\underline{i}_h^r = \frac{U_h}{(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} (L_{\sigma q} \sin((\omega_h - \omega)t) - j L_{\sigma d} \cos((\omega_h - \omega)t)) \quad 3.22$$

Nachdem der Induktivitätstensor aufgelöst wurde, ist es sinnvoll zur Polardarstellung zurückzukehren, um die unterschiedlichen Frequenzanteile des Stromraumzeigers besser trennen zu können. Dies geschieht durch die Beschreibung der cos- und sin-Funktionen mittels Exponentialfunktionen:

$$\underline{i}_h^r = \frac{U_h}{(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \left(L_{\sigma q} \frac{e^{j(\omega_h - \omega)t} - e^{-j(\omega_h - \omega)t}}{2j} - j L_{\sigma d} \frac{e^{j(\omega_h - \omega)t} + e^{-j(\omega_h - \omega)t}}{2} \right) \quad 3.23$$

Gl. 3.23 kann durch geschicktes Zusammenfassen in die endgültige Form des hochfrequenten Stromraumzeigers im rotorfesten Koordinatensystem gebracht werden, so dass gilt:

$$\underline{i}_h^r = -j \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega) L_{\sigma d} L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q}) e^{j(\omega_h - \omega)t} + (L_{\sigma d} - L_{\sigma q}) e^{-j(\omega_h - \omega)t} \right) \quad 3.24$$

Durch die Koordinatentransformation mit Hilfe des Drehvektors $e^{j\omega t}$ in das statorfeste Koordinatensystem ergibt sich dementsprechend:

$$\underline{i}_h^s = -j \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q})e^{j\omega_h t} + (L_{\sigma d} - L_{\sigma q})e^{j(2\omega - \omega_h)t} \right) \quad 3.25$$

Die Identität $-j = e^{-\frac{\pi}{2}}$ kann genutzt werden, um das erhaltene Ergebnis noch übersichtlicher zu gestalten:

$$\underline{i}_h^s = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q})e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + (L_{\sigma d} - L_{\sigma q})e^{j(2\omega t - \omega_h t - \frac{\pi}{2})} \right) \quad 3.26$$

Der hochfrequente Stromraumzeiger lässt sich laut Gl.3.26 als Summe zweier Raumvektoren beschreiben. Diese Raumvektoren spiegeln die Modellinduktivitäten im Statorkoordinatensystem, wie sie in Gl. 3.12 aufgestellt wurden, wieder:

- Der erste Raumvektor ist proportional zur Summe der Induktivitäten $(L_{\sigma d} + L_{\sigma q})$, dreht sich mit dem eingepprägten Testsignal und wird nicht durch die Rotorposition moduliert.
- Der zweite Raumvektor ist proportional zur Differenz der Induktivitäten $(L_{\sigma d} - L_{\sigma q})$ und dreht sich entgegen dem eingepprägten Testsignal. Zudem wird er durch den doppelten Rotorwinkel $2\omega t$ moduliert und enthält somit Informationen über die momentane Rotorposition.

Aufgrund dieses Verhaltens ist es zulässig, die beiden Raumvektoren als Mit- und Gegensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers zu definieren, so dass gilt:

$$\underline{i}_h^s = \underline{i}_{hm}^s + \underline{i}_{hg}^s \quad 3.27$$

Da die Amplituden von Mit- und Gegensystem unterschiedlich sind, ergibt sich durch die Überlagerung der beiden Raumvektoren eine elliptische Trajektorie des hochfrequenten Stromraumzeigers, deren Orientierung von der Rotorposition abhängig ist.

Unter 3.3.1 wurde gezeigt, dass i.d.R. gilt $L_{\sigma d} < L_{\sigma q}$. Dies bedeutet, dass die Induktivitätsdifferenz in Gl. 3.26 negativ wird, was einer Phasendrehung des Gegensystems um 180° entspricht. In der Literatur ist deshalb die Darstellung des hochfrequenten Stromraumzeigers als

$$\underline{i}_h^s = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q})e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + (L_{\sigma q} - L_{\sigma d})e^{j(2\omega t - \omega_h t + \frac{\pi}{2})} \right) \quad 3.28$$

weit verbreitet und soll auch im Weiteren in dieser Form verwendet werden. Die elliptische Trajektorie des hochfrequenten Stromraumzeigers in Gl. 3.34 ist in der folgenden Abbildung für eine Rotorposition von 30° dargestellt.

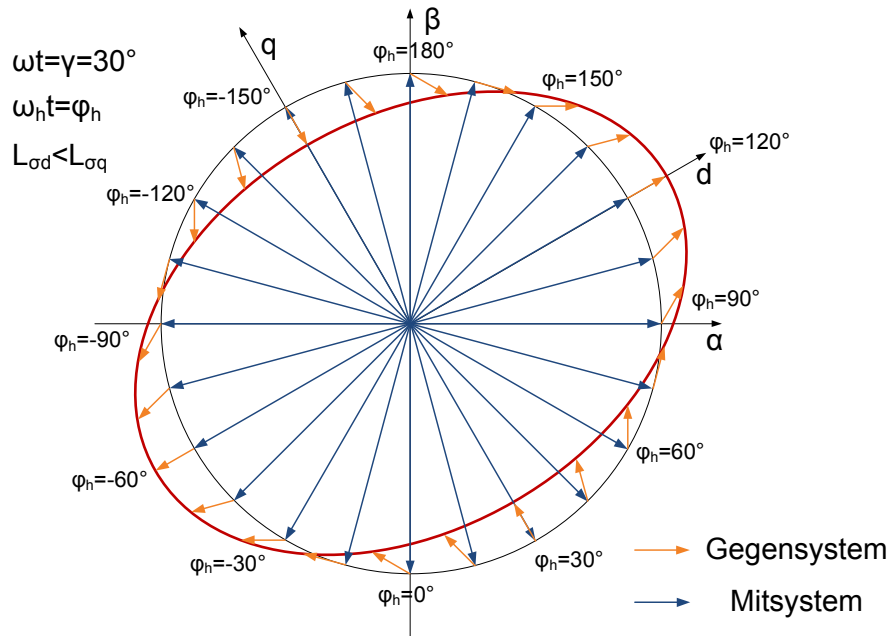


Abbildung 3.7: HF Stromraumzeiger bei Einprägung eines rotierenden Testsignals

Eine Umkehrung der Induktivitätsverhältnisse, so dass wie in Gl. 3.26 gilt $L_{\sigma d} > L_{\sigma q}$, führt zu einer Phasenverschiebung des Gegensystems um 180° , was wiederum eine Drehung der Ellipse um 90° nach sich zieht. D.h. Die lange Achse der elliptischen Stromtrajektorie liegt immer in Richtung der kleineren Induktivität.

3.5.3 Demodulation des hochfrequenten Stromraumzeigers

Um Informationen über die Rotorposition aus den gemessenen Statorströmen zu gewinnen, müssen die hochfrequenten Stromanteile vom Grundschwingungsstrom getrennt werden. Man erhält so einen Strom in der Form von Gl. 3.26. oder 3.28. Anschließend wird das Gegensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers vom Mitsystem getrennt, da nur das Gegensystem Informationen über die Rotorposition und somit die gewünschten Positionssignale enthält. Gleichzeitig müssen die hochfrequenten Stromanteile vom Gesamtstrom entfernt werden, um zu verhindern, dass die Stromregelung auf das eingeprägte Testsignal reagiert. Im Folgenden werden 2 Demodulationsverfahren vorgestellt, die für diesen Zweck verwendet werden.

$$\underline{i}_h^{hm} = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q})e^{j\left(-\frac{\pi}{2}\right)} + (L_{\sigma q} - L_{\sigma d})e^{j\left(2\omega t - 2\omega_h t + \frac{\pi}{2}\right)} \right) \quad 3.31$$

kann anschließend durch ein Hochpassfilter das hochfrequente Gegensystem extrahiert werden:

$$\underline{i}_{hg}^{hm} = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma q} - L_{\sigma d})e^{j\left(2\omega t - 2\omega_h t + \frac{\pi}{2}\right)} \right) \quad 3.32$$

Da nur die Modulation durch die Rotorposition $2\omega t$ der Positionsbestimmung dienen kann, muss das hochfrequente Gegensystem durch einen Vektordreher um den Winkel $2\omega_h t$ transformiert werden, um die endgültigen Positionssignale zu erhalten:

$$\underline{i}_{hg}^{hg} = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma q} - L_{\sigma d})e^{j\left(2\omega t + \frac{\pi}{2}\right)} \right) \quad 3.33$$

Der gesuchte Winkel kann nun mithilfe der atan2-Funktion aus Gl. 3.33 extrahiert werden. Anschließend erfolgt noch die Kompensation des ungewünschten Offsets $\pi/2$.

3.5.3.2 Tiefpass - Kombination

Die Tiefpass-Kombination nutzt zur Filterung der hochfrequenten Stromanteile ein synchron umlaufendes Koordinatensystem, wie es auch in der feldorientierten Regelung eingesetzt wird. Man spricht deshalb vom „synchronous frame filtering“. Die Filtermethode wird auf den Gesamtstrom \underline{i}^s angewandt:

$$\underline{i}^s = \underline{i}_{reg}^r e^{j\omega} + \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q})e^{j\left(\omega_h t - \frac{\pi}{2}\right)} + (L_{\sigma q} - L_{\sigma d})e^{j\left(2\omega t - \omega_h t + \frac{\pi}{2}\right)} \right) \quad 3.34$$

Da der hochfrequente Stromraumzeiger aus Mit- und Gegensystem besteht, muss der gesamte Stromraumzeiger sowohl in ein synchron mit dem Testsignal laufendes Koordinatensystem als auch in ein dem Testsignal entgegen laufendes Koordinatensystem gedreht werden.

Die Drehung in das Koordinatensystem des hochfrequenten Mitsystems mit dem Vektordreher $e^{-j\omega_h t}$ ergibt:

$$\underline{i}^{hm} = \underline{i}_{reg}^r e^{j(\omega - \omega_h t)} + \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q})e^{j\left(\frac{\pi}{2}\right)} + (L_{\sigma q} - L_{\sigma d})e^{j\left(2\omega t - 2\omega_h t + \frac{\pi}{2}\right)} \right) \quad 3.35$$

Es ist offensichtlich, dass alle Stromanteile des Grundschwingungsstromes als auch die des hochfrequenten Gegensystems bei einer Tiefpassfilterung von 3.35 verschwinden, so dass nur das hochfrequente Mitsystem zurück bleibt:

$$\underline{i}^{hm} = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q})e^{j\left(-\frac{\pi}{2}\right)} \right) \quad 3.36$$

Auf ähnliche Weise ergibt die Drehung in ein entgegen laufendes hochfrequentes Koordinatensystem mit dem Vektordreher $e^{j\omega_h t}$

$$\underline{i}^{hg} = \underline{i}_{reg}^r e^{j(\omega+\omega_h)t} + \frac{U_h}{2(\omega_h-\omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q})e^{j(2\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + (L_{\sigma q} - L_{\sigma d})e^{j(2\omega t + \frac{\pi}{2})} \right), \quad 3.37$$

was nach der Filterung durch den Tiefpass das Gegensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers im gegensynchronen Koordinatensystem ergibt:

$$\underline{i}_{hg}^{hg} = \frac{U_h +}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma q} - L_{\sigma d})e^{j(2\omega t + \frac{\pi}{2})} \right) \quad 3.38$$

Die Phasenlage von Mit – und Gegensystem lässt sich nun durch die Nutzung der atan2-Funktion als

$$\varphi_{hm} = -\frac{\pi}{2} \quad \text{und} \quad \varphi_{hg} = 2\omega t + \frac{\pi}{2} \quad 3.39$$

ermitteln. Somit kann der doppelte Rotorwinkel $2\omega t$ durch die Addition der beiden Phasenlagen berechnet werden.

Um den rückgekoppelten Reglerstrom von den hochfrequenten Stromanteilen zu entkoppeln, müssen Mitsystem (Gl. 3.36) und Gegensystem (Gl. 3.38) zurück in das Ständerkoordinatensystem transformiert und anschließend vom Gesamtstrom subtrahiert werden. Die Blockstruktur für die gesamte Tiefpass-Kombination ist in Abbildung 3.9 dargestellt.

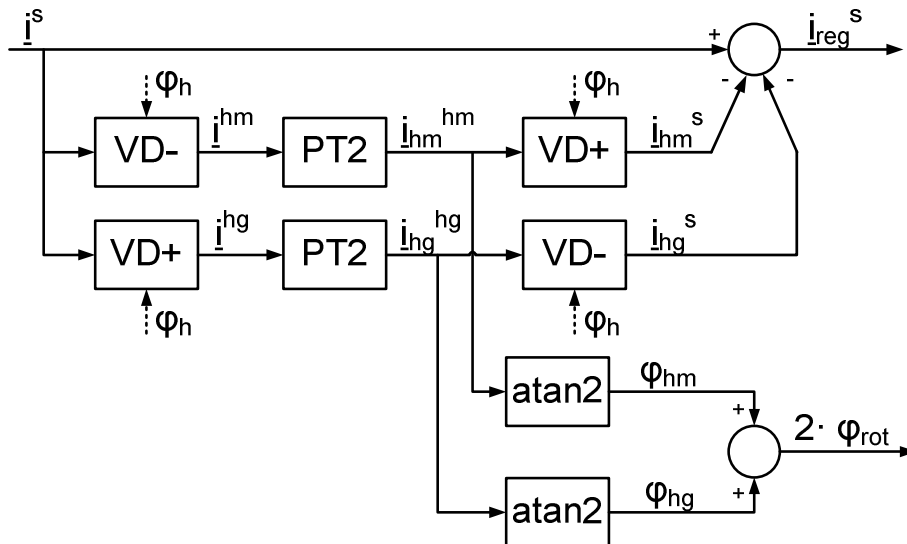


Abbildung 3.9: Demodulation des HF-Stromes mit Tiefpass-Kombination

3.5.3.3 Auswahl des Demodulationsverfahrens

In der Literatur ist die Demodulation mit Hilfe einer Hochpass-Bandpass-Kombination weit verbreitet. In [39] wurde jedoch bei der praktischen Umsetzung für die hochfrequente Signaleinspeisung auf einer Synchronmaschine mittlerer Leistung nachgewiesen, dass die Nutzung von synchronous-frame-filtering gegenüber der klassischen Methode folgende Vorteile hat:

1. Kompensation des Modulationsphasenfehlers
2. Höhere Dynamik bei der Winkelermittlung
3. Weniger einzustellende Parameter
4. Einfluss ungenau eingestellter Parameter ist gering
5. Höhere Genauigkeit, da nicht die doppelte Frequenz des Testsignales gefiltert werden muss

Nachteilig an diesem Verfahren ist laut [39] nur, dass

1. der Phasenfehler durch den Tiefpassfilter bei Auslegung beider Verfahren auf eine Bandbreite etwas größer ist
2. das Rückkopplungssignal etwas langsamer ermittelt wird

Neben den in [39] dargestellten Vorteilen hat sich bei der Anwendung der beiden Demodulationsverfahren auf dem untersuchten Hybridschrittmotor ($p_p=50$) gezeigt, dass die adaptive Anpassung des synchronous-frame-filtering deutlich zuverlässiger und zeitsparender ist als die adaptive Anpassung von Band- und Hochpass. Zudem lässt sich der Phasenfehler der Tiefpässe mit Hilfe der Momentandrehzahl sehr leicht ermitteln. So können die Nachteile des Verfahrens ohne großen Aufwand komplett(1) oder teilweise(2) minimiert werden. Entscheidend ist auch, dass beim synchronous-frame-filtering sämtliche Informationen von Mit- und Gegensystem vorhanden sind, was sich später noch als Vorteil herausstellen wird.

Aufgrund dieser Überlegungen wurde die Tiefpass-Kombination für die praktische Umsetzung ausgewählt. Die Parameter der umgesetzten Struktur sind im Anhang 9.6 zu finden

3.5.4 Ermittlung der Startposition

Da Sättigung und Symmetrie am Nord- und am Südpol der Rotor-d-Achse gleiche Auswirkungen auf die Induktivität haben, kann das Verfahren der hochfrequenten Signaleinprägung nicht zwischen beiden unterscheiden. Diesem Umstand ist es geschuldet,

dass die nach der Demodulation vorliegenden Positionssignale (vgl. Gl. 3.33 bzw. Gl. 3.38) Informationen über den doppelten Rotorwinkel enthalten. Somit muss ein Verfahren zur Auflösung dieser 180° -Unbestimmtheit vorgesehen werden.

Die einfachste Lösung dieses Problems ist die Einprägung eines Gleichstromes in einer Motorphase, was zur Ausrichtung des Motors in einer definierten Position führt. In vielen Anwendungen ist diese mechanische Ausrichtung des Motors, welche ja nach Motorposition in beide Drehrichtungen erfolgen kann, nicht zulässig, weshalb dieses Verfahren als allgemeingültige Lösung ausfällt.

Stattdessen werden erneut die unter Abschnitt 3.3.1 beschriebenen Sättigungseffekte im Eisen zur Bestimmung der absoluten Rotorlage verwendet. Aufgrund der Polung der Permanentmagnete ergibt sich, dass positive Stromkomponenten entlang der d-Achse eine weitere Sättigung des Eisens hervorrufen, da das vorherrschende Rotormagnetfeld weiter verstärkt wird. Umgekehrt wird das Rotormagnetfeld aus dem Statoreisen verdrängt, wenn negative Stromkomponenten entlang der d-Achse eingespeist werden. Bei Einspeisung von Strömen entlang der q-Achse des Motors wird die Sättigung im Motoreisen hingegen unabhängig von der Stromrichtung immer verstärkt.

3.5.4.1 Zwei-Schritte-Verfahren

Das bekannteste Verfahren, welches diese Eigenschaften ausnutzt, ist das sogenannte „Zwei-Schritte-Verfahren“ [2] und ergibt sich intuitiv aus den bisher gegebenen Randbedingungen: Nachdem das sensorlose Verfahren die Rotorposition ermittelt hat, wird entlang der ermittelten Rotorachse (d-Achse) nacheinander ein positiver Stromvektor und ein negativer Stromvektor eingeprägt. Da Stromraumzeiger entlang der d-Achse keinen Beitrag zum Drehmoment leisten, verharrt der Motor währenddessen wie gewünscht in seiner Einschaltposition.

Stimmen positive und negative d-Achse mit der realen Motororientierung überein dann gilt:

- Positiver d-Strom: Verstärkung der Eisensättigung führt zu einer kleineren Induktivität L_d , was zu einer noch größeren Differenz $L_q - L_d$ und somit größeren Positionssignalen führt.
- Negativer d-Strom: Reduktion der Eisensättigung führt zu einer größeren Induktivität L_d , was zu einer kleineren Differenz $L_q - L_d$ und somit kleineren Positionssignalen führt.

Sind positive und negative d-Achse verglichen mit der Realität vertauscht gilt hingegen:

- Positiver d-Strom: Reduktion der Eisensättigung führt zu einer größeren Induktivität L_d , was zu einer kleineren Differenz L_q-L_d und somit kleineren Positionssignalen führt.
- Negativer d-Strom: Verstärkung der Eisensättigung führt zu einer kleineren Induktivität L_d , was zu einer noch größeren Differenz L_q-L_d und somit größeren Positionssignalen führt.

Die positive d-Achse liegt somit immer in Richtung des d-Stromes, der die größere Amplitude in den hochfrequenten Positionssignalen auslöst. Für die Gruppe der periodisch aufgeschalteten Testsignale bedeutet dies wiederum, dass der gemessene Stromanstieg zunimmt. Prinzipiell ist dieses Verfahren somit für alle Arten von Testsignalen geeignet.

Durch Fehler im Winkel der geschätzten d-Achse kann der eingespeiste d-Strom auch eine drehmomentbildende Komponente besitzen, was eine Bewegung des Rotors verursachen kann. Entgegen der Quelle [2], welche eine kleine Aufschaltdauer und Amplitude als vorteilhaft empfiehlt, konnte für den Hybridschrittmotor gezeigt werden, dass durch geeignete Filterung eine möglichst lange Aufschaltdauer des d-Stromes eine sehr starke Reduktion seiner Amplitude möglich macht, so dass mechanische Bewegungen gänzlich ausgeschlossen werden können. Das entsprechende Vorgehen wird in Kapitel 4.4 genauer behandelt.

3.5.4.2 Ein-Schritt-Verfahren

Ein-Schritt-Verfahren zeichnen sich dadurch aus, dass die Polarität des Rotors parallel zu seiner Lage bestimmt wird. Dementsprechend muss das verwendete Verfahren auf das verwendete Testsignal abgestimmt werden, um die Polaritätsinformation simultan zur Lageinformation erhalten zu können.

Rotierende Trägersignale: Bei der Nutzung eines rotierenden Trägersignals, wie sie für den verwendeten Hybridschrittmotor geplant ist, eignet sich das in [40] und [41] vorgestellte Verfahren auf den ersten Blick sehr gut. Durch eine Taylorreihenentwicklung 2. Ordnung entsteht ein detaillierteres Motormodell, welches die Abhängigkeit der Induktivität bzw. Reluktanz vom Strom berücksichtigt. Bei der anschließenden Berechnung des hochfrequenten Stromraumzeigers, ähnlich der hier in Abschnitt 3.5.2 durchgeführten, ergeben sich neben den bekannten hochfrequenten Mit- und Gegensystemen weitere Komponenten. Die erste bildet ein Mitsystem mit der doppelten Frequenz des ursprünglichen hochfrequenten Signals und wird durch den einfachen Rotorwinkel moduliert. D.h. die Polarität des Rotors kann direkt aus diesem Signal gewonnen werden. Die Umsetzung dieses Verfahrens wurde ebenfalls versucht, scheiterte aber daran, dass die 2. Harmonische des hochfrequenten Mitsystems noch

eine Dimension kleiner ist, als die Positionssignale des hochfrequenten Gegensystems. Als Folge dessen konnte bei manchen Rotorpositionen auch mit Filtern kein Signal mehr gewonnen werden, um die Polarität korrekt zu bestimmen.

Periodische Testsignale: Das in [42] beschriebene Verfahren ist ähnlich intuitiv anwendbar wie das Zwei-Schritte-Verfahren. Jede Motorphase wird hintereinander mit einem positiven und einem negativen Spannungsraumzeiger beaufschlagt. Für jeden Impuls wird der Endwert des hervorgerufenen Stromes in jeder Phase erfasst. Die Differenz des Endstromes zwischen positivem und negativem Impuls ist maximal, wenn Rotorflussachse und magnetische Achse der jeweiligen Phasenwicklung fluchtend sind und Null wenn beide Achsen senkrecht zueinander stehen. Das Vorzeichen der Differenz wird von der Polarität der Achsen zueinander bestimmt: Gleiche Polarität ergibt eine positive Differenz, während negative Polarität eine negative Differenz ergibt. Entsprechend der räumlichen Anordnung sind auch diese Differenzen von Phase zu Phase 120° im sinusförmigen Verlauf verschoben. Durch die geschickte Kombination aller 3 Differenzgrößen [42] kann die absolute Rotorlage somit direkt bestimmt werden. Wie auch beim INFORM-Verfahren ist darauf zu achten, die Spannungsvektoren in einer Folge aufzuschalten, die Pendelmomente reduziert und diese weiterhin so kurz wie möglich zu halten. Begrenzend wirkt dabei die Genauigkeit und Dynamik der eingesetzten Strommessung.

3.5.5 Kompensation der Zweigverriegelungszeit des Wechselrichters

In der Literatur [43] [44] werden verschiedenste Ursachen für das nichtlineare Verhalten eines Wechselrichters beschrieben. Einige dieser Effekte, wie z.B. die Einschalt- und Ausschaltzeit der Transistoren, sind nur unter erheblichen Aufwand quantitativ erfassbar und aufgrund ihres geringen Einflusses i.d.R. vernachlässigbar. An dieser Stelle soll deshalb nur die Zweigverriegelungszeit, welche den mit Abstand größten Beitrag zur Nichtlinearität des Wechselrichters liefert, behandelt werden. Selbst dieser laut Literatur auffällige Effekt hatte im Falle des vom Autor verwendeten MOSFET-Wechselrichters nahezu keinen Einfluss – die Umsetzung einer Kompensationsstrategie war dementsprechend nicht nötig. Deshalb soll in diesem Kapitel nur ein kurzer Anriss der Thematik gegeben werden. Für Messergebnisse und detaillierte Beschreibungen der Kompensationsverfahren wird an geeigneter Stelle auf weiterführende Literatur verwiesen

Die Zweigverriegelungszeit ist eine absichtlich eingebaute Totzeit, die sicherstellt, dass ein Schalter ausreichend Zeit hat, um auszuschalten, ehe der komplementäre Schalter desselben Brückenweiges einschaltet – so wird ein Kurzschluss über den Brückenweig verhindert.

Entsprechend wird der Einfluss der Zweigverriegelung stärker, je länger die Schaltzeiten der Halbleiterschalter sind, da die Zweigverriegelungszeit im gleichen Maße größer werden sollte. Die Auswirkungen der Verriegelungszeit auf die Ausgangsspannung eines Brückenweiges (s. Abbildung 3.10b) kann mithilfe von Abbildung 3.10a anschaulich erklärt werden.

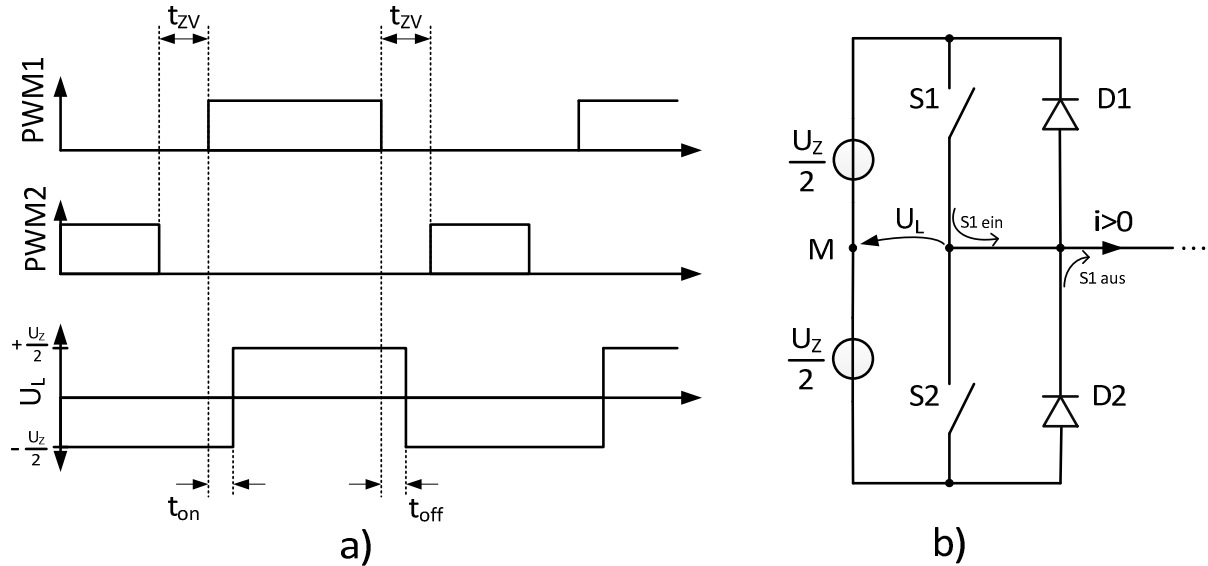


Abbildung 3.10: Einfluss der Zweigverriegelungszeit bei positivem Phasenstrom

Das Signal PWM1 dient der Ansteuerung des Schalters S1 im Brückenweig, während PWM2 das komplementäre Signal zur Ansteuerung von Schalter S2 darstellt. Nach dem Ausschalten von S2 ist die Diode D2 weiterhin aktiv, die Leitereispannung bleibt vorerst $U_L = -\frac{U_Z}{2}$. Erst wenn die Zweigverriegelungszeit t_{zv} verstrichen ist, gibt PWM1 das Signal für das Einschalten von S1 – dies wird durch die Einschaltzeit t_{on} des Schalters nochmals verzögert. Die negative Spannungszeitfläche wird durch dieses Verhalten um $t_{zv} + t_{on}$ verlängert. In ähnlicher Weise erfolgt beim Ausschalten von S1 eine Verzögerung um t_{off} . Sobald S1 aus ist, kommutiert der Leiterstrom auf Diode D2 um – die negative Spannungszeitfläche wird um den Wert t_{off} verkürzt. Rechnet man alle Zeiten zusammen, zeigt sich, dass ein Teil der positiven Spannungs-Zeit-Fläche verloren geht. Eine ähnliche Betrachtung kann für negative Leiterströme durchgeführt werden und ergibt, dass in diesem Fall ein Teil der negativen Spannungs-Zeit-Fläche fehlt. Eine umfangreichere Betrachtung dazu kann in [2] auf Seite 98 gefunden werden. Diese ergibt schließlich, dass für die Fehlerspannung einer Phase gilt:

$$u_{err} = U_Z \frac{t_{zv} + t_{on} - t_{off}}{T_{ab}} \text{sign}(i) \quad 3.40$$

Da die Wirkrichtung der Fehlerspannung von der Stromrichtung abhängig ist, entsteht eine nichtlineare Störung in der Ausgangsspannung des Brückenzeiges. Dies ist für den Fall einer rein induktiven Last, wie sie der Motor für das hochfrequente Signal darstellt, in Abbildung 3.11 zu sehen.

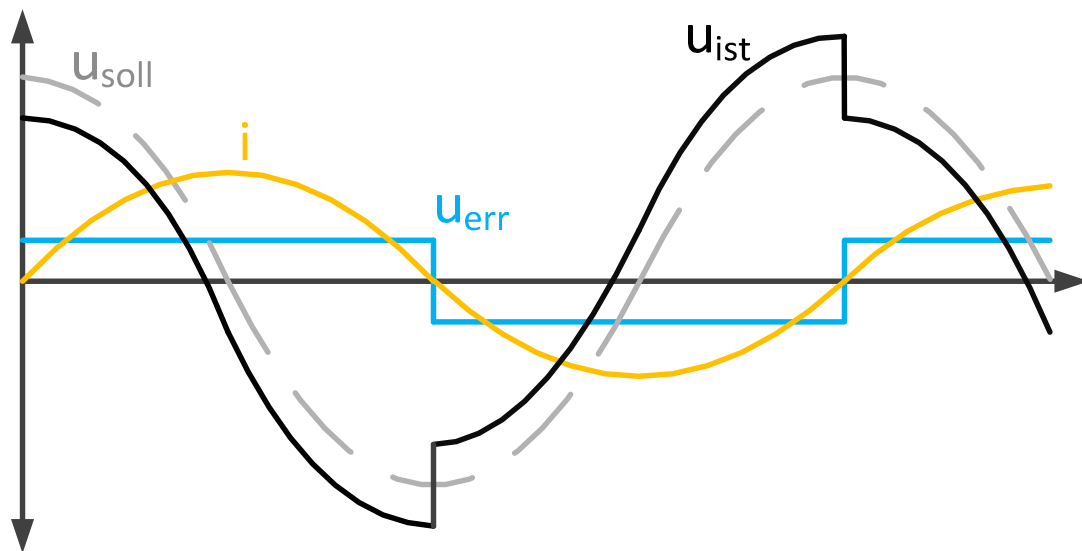


Abbildung 3.11: Auswirkung der Fehlerspannung

Dieses Verhalten führt bei Überlagerung eines Grundschwingungsstromes mit einem HF-Signal dazu, dass die Amplitude des HF-Signales an jedem Stromnulldurchgang der Grundschwingung reduziert wird. Dieses Phänomen wird in der Literatur häufig als „current clamping“ bezeichnet [45] und führt zu einer Verzerrung der Positionssignale. Die Auswirkungen dieses Phänomens können durch Messungen sehr gut erfasst werden und wurden in der Literatur, beispielsweise in [2] und [45], ausgiebig charakterisiert, weshalb an dieser Stelle auf eine detaillierte Ausarbeitung verzichtet wird.

Stattdessen folgt nun eine kurze Zusammenfassung der bekannten Kompensationsverfahren, wobei die Details in den entsprechenden Quellen nachgelesen werden sollten. Prinzipiell gibt es zwei Herangehensweisen zur Lösung des Problems [45]:

- Verhinderung der HF-Fehlerspannung
 - Eine Möglichkeit, dies zu realisieren, ist die Messung der tatsächlich einprägten HF-Spannung. Diese kann dann über eine geeignete Regelungsstruktur zur Korrektur der Umrichterpulse eingesetzt werden und

erlaubt theoretisch die vollständige Eliminierung der Fehlerspannung. Der größte Nachteil dieser Methode ist die zusätzlich benötigte Spannungsmessung und Messwertverarbeitung.

- Die zweite (bevorzugte) Variante ist die Schätzung der HF-Fehlerspannung durch Gl. 3.40 und Aufschaltung des Ergebnisses auf den Umrichterausgang [46]. Da die Einschaltzeit und Ausschaltzeit meist jedoch nicht genau bekannt sind, liefert diese Methode schlechtere Ergebnisse. Im Gegenzug wird keine zusätzliche Hardware benötigt, sofern die vorhandene Strommessung ausreichend schnell ist.
- Kompensation der resultierenden HF-Strommodulation
 - Wie in [47] festgestellt wurde, müssen bei vielen Motoren störende Anisotropien kompensiert werden, um nutzbare Positionssignale zu erhalten. Dies geschieht in der Regel mit Hilfe sogenannter Anisotropiemodelle, welche unter Kapitel 6.1 genau beschrieben werden. Auch die Nichtlinearität des Umrichters ist für das HF-Signal nichts anderes als eine zusätzliche störende Anisotropie, weshalb die Kompensation der Zweigverriegelung durch die Aufnahme einer entsprechenden Anisotropie in das Modell erfolgen kann.

Für die praktische Umsetzung der sensorlosen Regelung am Versuchstand wurde die Kompensation der resultierenden HF-Strommodulation mittels Anisotropiemodell gewählt, da die entsprechenden Strukturen auch in diesem Fall ohnehin benötigt wurden. Entgegen der in [47] geäußerten Vermutung, dass die aus der Zweigverriegelungszeit resultierende Modulation des HF-Stromes für alle Größen von Motorumrichtern auftritt, hat eine Messung am experimentellen Aufbau jedoch gezeigt, dass keine messbare Einschnürung des HF-Signales beim Stromnulldurchgang auftritt (siehe dazu Abbildung 9.2 im Anhang). Aufgrund dieses Umstandes war es nicht möglich, die entsprechende Kompensationsstrategie im Rahmen dieser Arbeit umzusetzen bzw. zu testen.

Eine Ursache für dieses auffällige Verhalten ist eine deutlich kleinere Zweigverriegelungszeit von lediglich 400ns beim selbst getesteten Umrichter, während in der Literatur [2] [47] üblicherweise mit IGBT-Umrichtern experimentiert wurde, die Verriegelungszeiten von 2µs oder mehr hatten. Ein zweiter wesentlicher Faktor ist die Motorcharakteristik des verwendeten HSM, welche dazu beiträgt, den Effekt der Zweigverriegelungszeit durch eine andere unerwünschte Störung zu kompensieren. Diese Störung wird in den folgenden Kapiteln und im Anhang ausführlich beschrieben.

3.5.6 Kompensation der Kreuzsättigung

Als Kreuzsättigung wird i.A. die Verschiebung der magnetischen Achse aufgrund eingepprägter Ströme bezeichnet. In der Literatur [48], [21], [49] wird der Einfluss der Kreuzsättigung eindeutig nachgewiesen und in [1] wurde die Größe der Koppelinduktivität, wie sie normalerweise nur im α - β -KS vorhanden ist, als ein Maß für die Kreuzsättigung eingeführt. Das in Abschnitt 3.5.1 verwendete Maschinenmodell kennt eben diese Koppelinduktivität nicht und orientiert sich im sensorlosen Betrieb deshalb auf die magnetische Achse, welche die kleinste Induktivität aufweist, statt auf die tatsächliche Rotorachse. Entsprechend entsteht ein Fehlwinkel.

Die Standardlösung zur Kompensation des Fehlwinkels ist eine Referenzmessung, deren Ergebnis beim weiteren Betrieb des Motors im sensorlosen Modell aufgeschaltet wird, um den Fehlwinkel zu korrigieren. Diese Standardlösung kommt auch im Rahmen dieser Arbeit zum Einsatz, da die Hinterlegung der Kreuzsättigung als lastabhängiger Korrekturwinkel erfahrungsgemäß sehr gut funktioniert und leicht umsetzbar ist. Die ausgemessene Achsverschiebung aufgrund der Kreuzsättigung ist für den verwendeten Motor in Abbildung 3.12 dargestellt. Verglichen mit aus anderer Literatur bekannten Verläufen (vgl. z.B. [1] S.129) ist die Verschiebung der magnetischen Achse auffällig stark ausgeprägt.

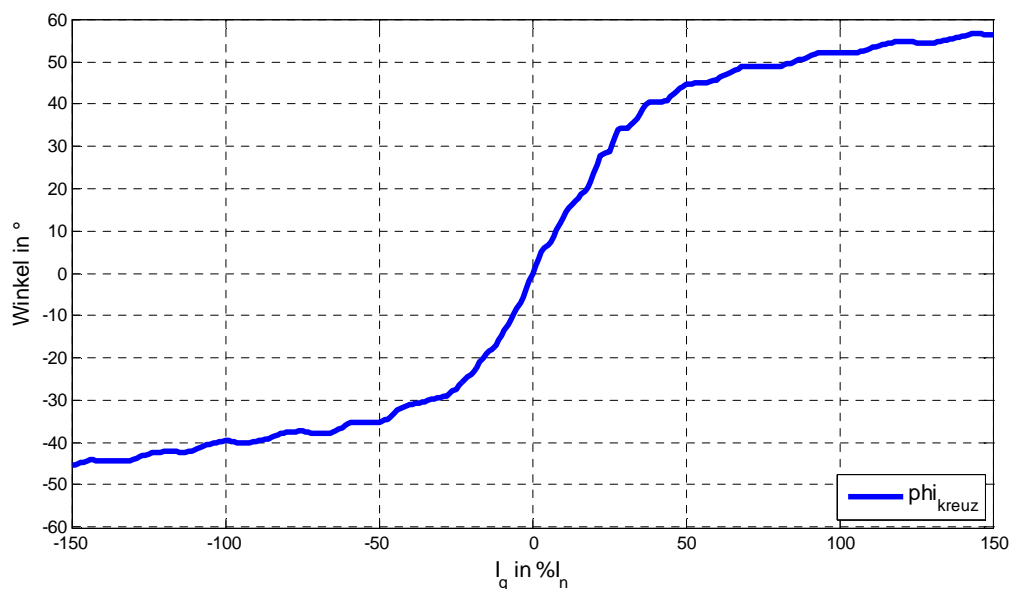


Abbildung 3.12: Achsverschiebung in abhängig von I_q

3.5.7 Phasenregelkreis (PLL)

Auch nach Kompensation aller bisher beschriebenen Störeinflüsse kann der aus dem hochfrequenten Stromraumzeiger berechnete Rotorwinkel nicht direkt eingesetzt werden. Analog zum Feldmodell wird auch hier eine PLL nachgeschaltet, deren Struktur identisch mit der in Abbildung 3.5 dargestellten PLL ist. Aufgrund des verschobenen Arbeitsbereiches wurden jedoch die Parameter der Struktur verändert. Diese können ebenfalls dem Anhang 9.6 entnommen werden.

4 Sensorlose Regelung eines zweiphasigen Hybrid-Schrittmotors

Die Umsetzung der sensorlosen Regelung erfolgte im Rahmen dieser Arbeit auf einem TMS320C2834x DSP von Texas Instruments, welcher genutzt wurde, um einen zweiphasigen Vollbrückenumrichter, bereitgestellt von der Jenaer Antriebstechnik, zu steuern. Der Umrichter arbeitet mit einer Pulsfrequenz von 32768 Hz an 40V Zwischenkreisspannung. Das hochfrequente Testsignal wurde mit einer Amplitude von 10V und einer Frequenz von 3276 erzeugt. Als Testobjekt wurde ein Hybridschrittmotor (HSM) mit 50 Polpaaren und etwa 70W Nennleistung verwendet. Alle relevanten Daten für Motor und Umrichter können im Anhang unter 9.1 nachgeschlagen werden.

Die praktische Umsetzung der sensorlosen Regelung erfolgte nach den Vorgaben, die im vorangegangenen Kapitel gemacht wurden. Diese werden an dieser Stelle nicht noch einmal explizit erwähnt. Stattdessen werden in den nächsten Abschnitten der prinzipielle Aufbau und die Funktionsweise des HSM als PMSM beschrieben und auf Unterschiede bei der Ansteuerung hingewiesen. Daraufhin werden erste Abwandlungen am Standardverfahren vorgenommen und eine detaillierte Motoranalyse durchgeführt.

4.1 Aufbau von Hybrid-Schrittmotoren

Laut [11] lassen sich die verschiedenen Bauformen heutiger Schrittmotoren auf 3 grundlegende Typen reduzieren. Reluktanz-Schrittmotoren(s. [11] S. 387-389) besitzen einen Rotor aus weichmagnetischem Material, dessen Polteilung gegenüber der des Stators ungleich ist. Durch diese Bauform können sehr kleine Schrittwinkel realisiert werden, jedoch besitzt der Motor kein Selbsthaltemoment im nicht-erregten Zustand und die realisierbaren Drehmomente sind deutlich kleiner als im Fall des permanentmagneterregten Schrittmotors (s. [11] S. 389-391). Permanentmagneterregte Schrittmotoren, deren Rotor aus einem zylindrischen Permanentmagneten mit radialer Magnetisierung besteht, haben jedoch den Nachteil dass nur eine begrenzte Anzahl von Polen auf dem Rotor angeordnet werden kann [50]. Kleine Schrittwinkel, wie sie der Reluktanz-Schrittmotor erreicht, sind somit nicht realisierbar.

Hybridschrittmotoren vereinen beide Prinzipien(s. [11] S. 391), so dass kleine Schrittwinkel bei hohem Drehmoment erreicht werden können. Der prinzipielle Aufbau eines zweiphasigen Hybridschrittmotors ist in Abbildung 4.1 dargestellt.

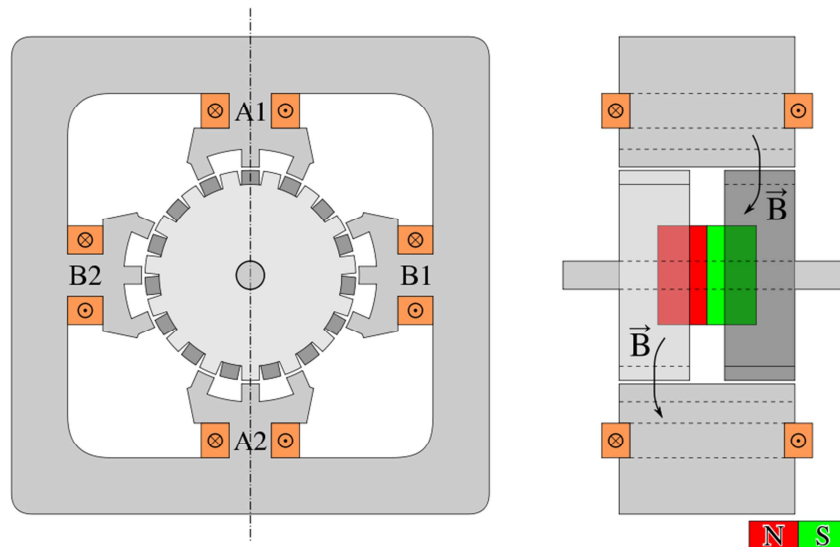


Abbildung 4.1: Zweiphasiger HSM mit vier Wicklungen in Schnittdarstellung

Quelle : Wikimedia Commons

Der Läufer besteht aus einem axial magnetisierten Permanentmagnet, der von zwei gezahnten, weichmagnetischen Zahnscheiben umschlossen wird, die gegeneinander um eine halbe Zahnteilung versetzt sind. Durch diese Anordnung bildet eine der Zahnscheiben den Nordpol aus, während die andere Scheibe den Südpol ausbildet, weshalb diese auch als Polkappen bezeichnet werden [51]. Alle Zähne einer Polkappe haben somit die gleiche Polarität.

Jede Phase des Hybrid-Schrittmotors besteht aus zwei Wicklungen, die so gewickelt sind, dass eine der Wicklungen einen Nordpol ausbildet (s. Abbildung 4.1 A1) während die andere einen Südpol ausbildet (vgl. Abbildung 4.1 A2). Die Nordpole der aktiven Phase (Wicklung A1) fallen mit den als Südpolen ausgeprägten Zähnen der einen Polkappe zusammen und die Südpole der aktiven Phase (Wicklung A2) stehen den als Nordpolen ausgeprägten Zähnen der zweiten Polkappe gegenüber. Durch eine räumliche Verdrehung der beiden Ständerstränge liegen die Zähne beider Wicklungen der inaktiven Phase (B1 und B2 in Abbildung 4.1) genau zwischen den durch die Zähne der beiden Polkappen ausgebildeten Polen. Diese Verdrehung wird benötigt, um einen Schrittmotor in Bewegung zu versetzen, da dieser versucht, den Läufer so einzustellen, dass die magnetische Energie im Luftspalt auf ein Minimum reduziert wird [50]. Springt die Ständerdurchflutung durch das Abschalten von Phase A und Einschalten von Phase B also ruckartig weiter, wird sich der Läufer so einstellen, dass die Zähne der Polkappen mit den Zähnen der jeweiligen Phasenwicklung fluchten. Durch regelmäßiges Ein- und Ausschalten der beiden Phasen entsteht somit eine schrittweise Bewegung, der sogenannte Vollschrittbetrieb.

Die Anzahl der Schritte, die der Läufer je Umdrehung macht, wird durch die Polpaarzahl des Rotors (Z_p entspricht der Zahnanzahl einer Polkappe) und die Anzahl der Erregersysteme (m_s Menge der Motorphasen) zu

$$z = 2 \cdot Z_p \cdot m_s \quad 4.1$$

bestimmt. Der Schrittwinkel des Motors im Vollschrittbetrieb kann wiederum wie folgt berechnet werden [11]:

$$\alpha = \frac{360^\circ}{z} \quad 4.2$$

Die Schrittzahl pro Umdrehung kann weiter erhöht werden, indem der Schrittmotor im Halbschritt- oder Mikroschrittbetrieb angesteuert wird. Details zu diesen Betriebsarten können in [50] Seite 190, [52] Seite 261 und [11] Seite 405 nachgelesen werden.

Das Ziel der Schrittzahlerhöhung ist die Erhöhung der maximal erreichbaren Positioniergenauigkeit. Vergleicht man den Rotor eines Hybridschrittmotors(s. Abbildung 4.1) mit dem Rotor einer permanenterregten Synchronmaschine mit oberflächenmontierten Magneten(vgl. Abbildung 2.1 a), ist offensichtlich, dass der Hybridschrittmotor als eine Synchronmaschine mit sehr vielen oberflächenmontierten Magneten betrachtet werden kann. Der Unterschied zwischen den Läuferformen besteht darin, dass die Permanentmagneten des Hybridschrittmotors im Inneren sitzen und die ausgeprägten Pole am Läuferumfang durch das geblechte weichmagnetische Material erzeugt werden, während es sich im Falle der Synchronmaschine anders herum verhält.

Da es für das Motorverhalten im Ankerstellbereich jedoch unerheblich ist, in welcher Reihenfolge die Läuferbestandteile vom Fluss passiert werden, kann der Hybridschrittmotor somit als Synchronmaschine mit oberflächenmontierten Magneten betrachtet werden. Dementsprechend besitzen die jeweiligen Induktivitäten der einzelnen Motorphasen nur eine schwache Winkelabhängigkeit. Die magnetische Anisotropie der Anordnung wird zu großen Teilen durch die starke Sättigung des Eisenkreises entlang des Flusspfades hervorgerufen. Gleichzeitig kann der Schrittmotor wie eine normale Drehfeldmaschine mit Hilfe der feldorientierten Regelung angesteuert werden.

Encoder, die eine ausreichend hohe Auflösung besitzen, um einen Motor mit derart hohen Polpaarzahlen feldorientiert zu regeln, sind sehr teuer. Die sensorlose Regelung solcher Antriebe ist deshalb von besonderem Interesse, da ein beträchtlicher Anteil der Systemkosten gespart werden könnte.

4.2 Pulswechselrichter für zweiphasige Antriebe

Zweiphasige Antriebe zeichnen sich dadurch aus, dass sie im Gegensatz zu 3-phasigen Antrieben keinen Sternpunkt besitzen. D.h. die einzelnen Motorstränge sind elektrisch voneinander getrennt. Um einen solchen Motor zu betreiben, muss an jeder Phase die gewünschte Wechselspannung mit Hilfe einer Vollbrücke (siehe [10] S.232 und [53] S.81), die aus dem dc-Zwischenkreis gespeist wird, erzeugt werden. Demnach ergibt sich für den zweiphasigen Antrieb und den dazugehörigen zweiphasigen Pulswechselrichter das folgende Ersatzschaltbild:

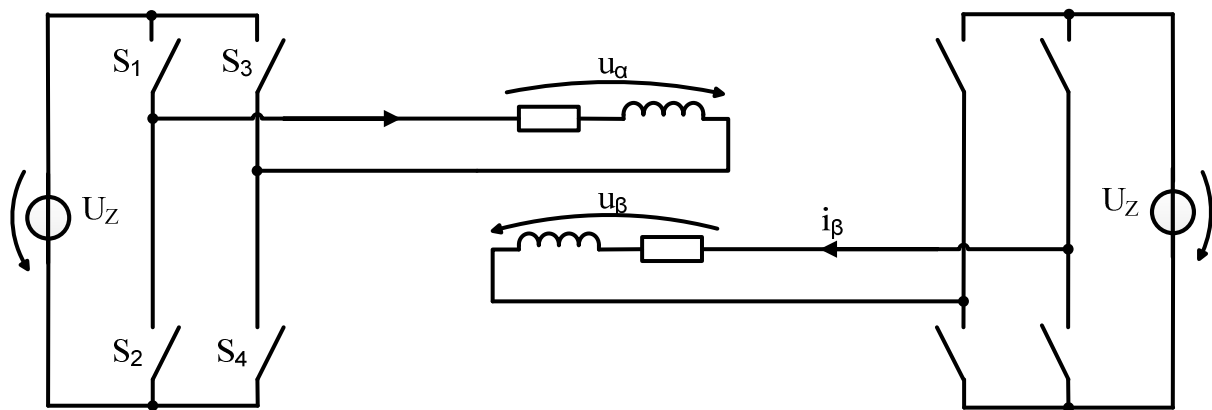


Abbildung 4.2: Pulswechselrichter für 2-phasige Antriebe

Im Unterschied zum Drehstromwechselrichter besitzt die Vollbrückenschaltung nur zwei Zweige, wobei auch hier entweder der obere oder der untere Schalter eines Zweiges geöffnet sein darf, um den Kurzschluss der Spannungsquelle über die Halbleiter-Bauelemente zu verhindern. Die gesamte Zwischenkreisspannung fällt dabei über der angeschlossenen Motorphase ab, so dass die Amplitude des Spannungsraumzeigers U_z beträgt.

Aus der zweiphasigen Anordnung ergeben sich zudem einige Unterschiede zum Verhalten des dreiphasigen Motors, die nicht sofort offensichtlich sind: In einem dreiphasigen System mit isoliertem Sternpunkt können aufgrund des Aufbaus keine Harmonischen der Ordnungszahl 3 oder Vielfache davon auftreten. Dies ist für ein zweiphasiges System mit getrennten Phasen nicht gegeben – es sollte also für ein mögliches Problem in dieser Richtung Ausschau gehalten werden. Aus der Verwendung von Vollbrücken für die Ansteuerung der einzelnen Phasen resultiert eine weitere Schwierigkeit: Auch wenn beide Halbbrücken einer Phase gleich angesteuert werden, können die effektiven Einschaltzeiten beider Halbbrücken aufgrund der Parametertoleranzen der Leistungshalbleiter abweichen. Dies führt zu

Gleichspannungs- und Gleichstromoffsets. Diese werden, wie der Grundswingungsstrom auch, bei der Demodulation des HF-Stromraumzeigers ausgefiltert und haben somit keinen direkten Einfluss auf die Auswertung des hochfrequenten Signales. Eine indirekte Wirkung dieser Gleichgrößen über andere Effekte (z.B. Eisensättigung) ist jedoch nicht vollständig auszuschließen.

4.3 Pulsweitenmodulation für zweiphasige Antriebe

Die PWM-Ansteuerung für zweiphasige ist prinzipiell ähnlich der PWM für dreiphasige Wechselrichter. Statt 3 Vergleichsspannungen mit 120° Phasenversatz werden nun zwei Vergleichsspannungen mit 90° Phasenversatz generiert. Auch im Unterschied zur dreiphasigen PWM werden hier jedoch 4 Schalter mit einer einzigen Vergleichsspannung gesteuert. Im Schalterzustand $s_a = 1$ sind die Schalter S1 und S4 leitend und $U_a = U_z$. Im Schalterzustand $s_a = -1$ sind die Schalter S3 und S2 leitend und $U_a = -U_z$. In Abbildung 4.3 sind die Steuerspannungen und die resultierenden Strangspannungen bei Einsatz dieses Ansteuerverfahrens dargestellt.

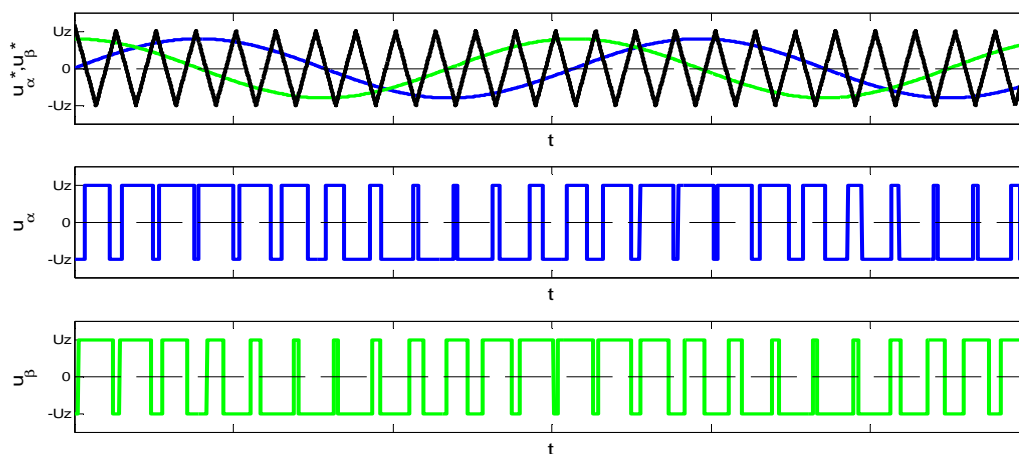


Abbildung 4.3: Steuer- und resultierende Phasenspannungen für 2-phasige PWM

Auch wenn das in Abbildung 4.3 dargestellte Steuerverfahren für die Regelung des Hybridschrittmotors ausreichend ist, soll an dieser Stelle nicht unerwähnt bleiben, dass sich aus der Vollbrückentopologie die Möglichkeit ergibt, komplexere Verfahren einzusetzen, welche mit 4 statt nur 2 Schalterzuständen arbeiten. So kann für alle positiven Spannungshalbwellen einer Phase Schalter S1 ständig geschlossen werden, während die Schalter S3 und S4 pulsen. Für negative Spannungshalbwellen ist entsprechend S2 ständig geschlossen während S3 und S4 pulsen. Diese Herangehensweise hat den Vorteil, dass die

Schaltverluste reduziert werden, da nur 2 statt 4 Schaltern ständig schalten und reduziert außerdem den Stromripple, da der Spannungshub nur noch zwischen 0 und $\pm U_z$ geschieht. Weiterhin wird der durch Zweigverriegelung auftretende Spannungsfehler halbiert, da statt an beiden Halbbrücken nur noch an einer Halbbrücke unerwünschte Fehlspannungen entstehen.

Die sensorlose Regelung wurde mit beiden Pulsverfahren getestet, wobei das komplexere Verfahren keine messbar besseren Positionssignale lieferte. Wie schon in Kapitel 3.5.5. erwähnt, ist der Einfluss von Zweigverriegelungszeit und Spannungsabfall über den Halbleitern im verwendeten Umrichter so gering, dass eine Kompensation nicht nötig ist.

4.4 Ermittlung der Startposition per Zwei-Schritte-Verfahren

Eine Schwäche des in Abschnitt 3.5.4.1 beschriebenen Zwei-Schritte-Verfahrens ist die Tatsache, dass die zur Positionsermittlung verwendeten Signale beeinflusst werden. Besitzt der Motor eine große Induktivitätsdifferenz $L_d - L_q$ aufgrund konstruktiver Anisotropien wird durch diese Methode nur der Anteil der Positionssignale beeinflusst, der auf die Eisenkreissättigung durch die Dauermagneten zurückzuführen ist. Es ist möglich, relativ große Testströme entlang der geschätzten d-Achse einzuspeisen, um die Orientierung der Achse mit sehr kurzen Pulsen zu ermitteln.

Für Motortypen ohne konstruktive Anisotropie führt die Einspeisung eines zu großen d-Stromes, welcher dem Feld der Dauermagneten entgegenwirkt, zum Verlust der Rotorposition, da die ohnehin sehr kleine Induktivitätsdifferenz $L_d - L_q$ leicht aufgehoben werden kann. Dieser Effekt konnte am verwendeten Motor ebenfalls festgestellt werden und ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Die Orientierung des Rotors zu Beginn der Messung war korrekt. Die Einspeisung eines negativen d-Stromes führt zu einer Reduktion der Eisensättigung, was eine steigende Induktivität und fallende Amplitude des gesamten HF-Signales bewirkt (vgl. Abbildung 4.4 oben). Die einsetzenden erratischen Bewegungen des Motors, erkennbar am stark schwingenden Encoderwinkel (siehe Abbildung 4.4 unten), zeigen jedoch klar, dass die Orientierung verloren geht und die geschätzte d-Achse wild springt. Im Gegensatz dazu wird durch Einspeisung eines positiven I_d im zweiten Schritt des Verfahrens die Sättigung verstärkt, was auch die Amplitude der Positionssignale vergrößert. Die Rotororientierung bleibt erhalten und es findet keine mechanische Bewegung des Rotors statt.

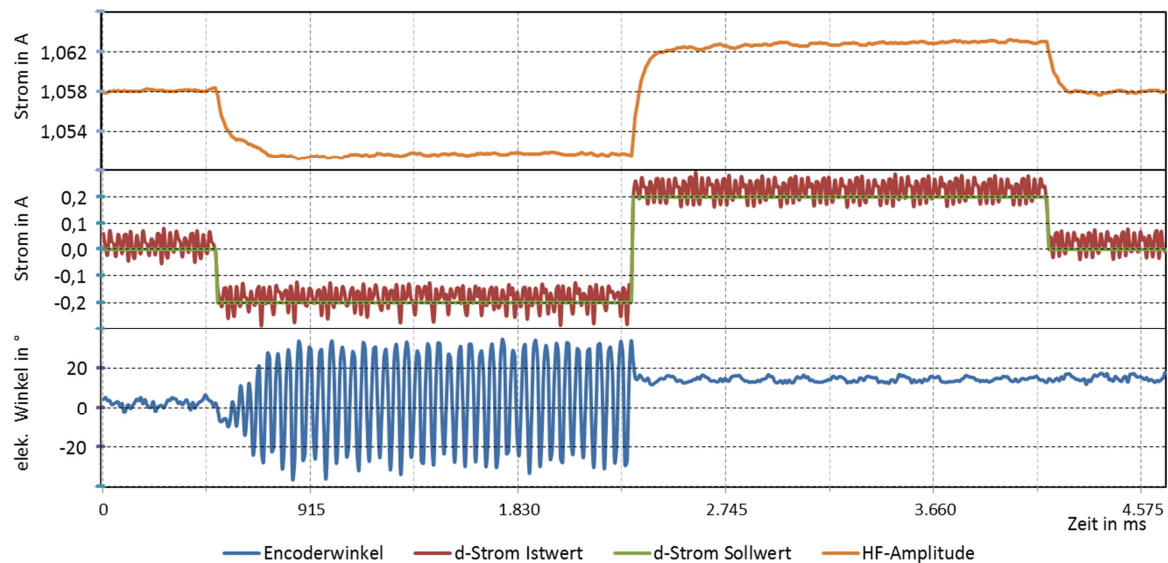


Abbildung 4.4: Fehler bei Ermittlung der Startposition bei zu großem d-Strom(200mA)

Abhilfe kann an dieser Stelle mit einer entsprechend hoch aufgelösten Strommessung und eines Tiefpassfilters mit Knickfrequenz im Sekundenbereich geschaffen werden. So können selbst Änderung von 1mA sicher erfasst werden, was die Reduktion des I_d -Teststroms auf $1,5\% I_n$ möglich macht. Da eine solche Messung jeweils nur beim Einschalten des Antriebs durchgeführt werden muss, ist die damit verbundene zeitliche Verzögerung vertretbar und die Nutzung des Zwei-Schritte-Verfahrens wird auch für nahezu Isotrope Motoren möglich, wie Abbildung 4.5 zeigt.

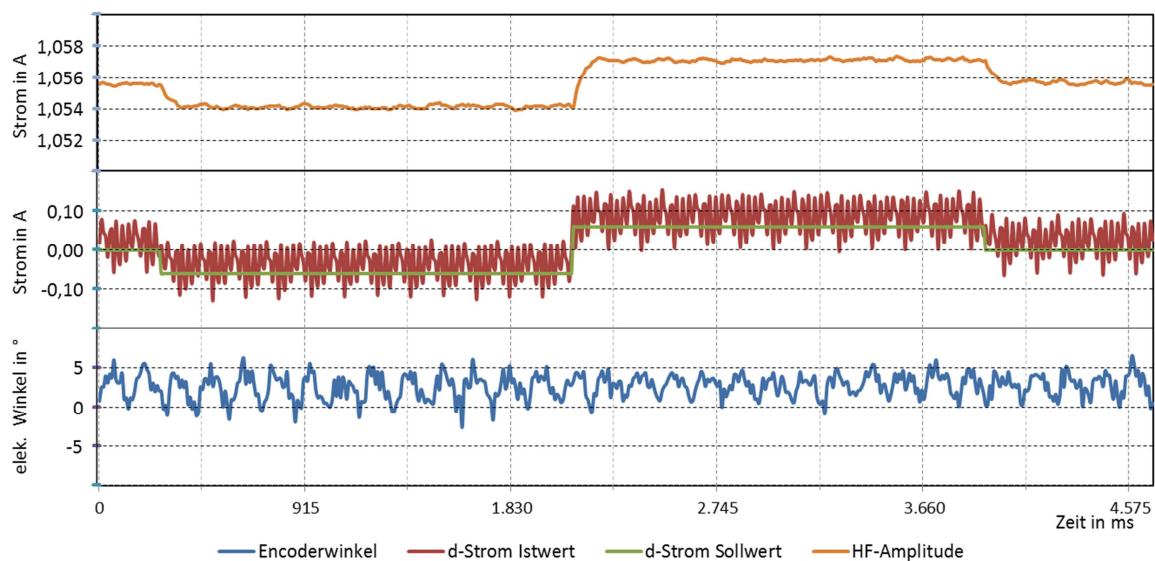


Abbildung 4.5: Korrekte Bestimmung der Startposition mit kleinem d-Strom(60mA)

Auch bei dieser Messung wurde vom sensorlosen Verfahren die korrekte Achsrichtung ermittelt. Entsprechend der reduzierten Amplitude des Teststromes ist auch die Reaktion der hochfrequenten Stromamplitude gedämpft. Statt eines Totalversagens der sensorlosen Methode, werden die Positionssignale jedoch nur noch leicht beeinträchtigt, was sich an einer minimal größeren mechanischen Schwingung (vgl. Abbildung 4.5 unten) verglichen mit der Einspeisung eines, die Sättigung verstärkenden, positiven I_d bemerkbar macht.

Die verwendete Abwandlung des Zwei-Schritte-Verfahrens bedient sich zur Bestimmung der Orientierung der d-Achse nicht der Amplitude der Positionssignale aus dem hochfrequenten Gegensystem, wie in Abschnitt 3.5.4.1 beschrieben. Stattdessen wird die Amplitude des gesamten hochfrequenten Raumzeigers zur Entscheidungsfindung eingesetzt. Grund für dieses Vorgehen ist die Tatsache, dass die Entsättigung und Sättigungsverstärkung in Folge der Testströme auch auf alle Ströme wirken muss. In Anbetracht der enormen Unterschiede im Bereich der Signalstärke – das hochfrequente Gegensystem trägt mit einer Amplitude von 15mA nur etwa 1,4% zur Gesamtsignalstärke des hochfrequenten Stromraumzeigers bei – ist deshalb davon auszugehen, dass eine größere Amplitudenverschiebung aufgrund von Sättigungseffekten im Gesamtsignal beobachtet werden kann.

In der praktischen Umsetzung hat sich gezeigt, dass beide Varianten des Verfahrens prinzipiell funktionieren, jedoch liefert die hier vorgestellte Variante konsistentere Ergebnisse.

4.5 Analyse des Motorverhaltens

Nach abgeschlossener Implementierung des sensorlosen Verfahrens, inklusive Ermittlung der korrekten Startposition und Kompensation der Zweigverrieglungszeit des Wechselrichters, wird der Motor zuerst mit Hilfe der Encodersignale geregelt, während gleichzeitig das Modell für den sensorlosen Betrieb berechnet wird. Die ermittelten Positionssignale des hochfrequenten Gegensystems und das Verhältnis von Modellwinkel zu tatsächlichem Rotorwinkel sind während des Motorbetriebs mit Sensor für unterschiedliche Belastungen aufgezeichnet worden.

Für den verwendeten Hybridschrittmotor wurden die Verläufe der Positionssignale in Abbildung 4.6 von oben nach unten für $I_q = -0.8I_n$, $I_q = 0$ und $I_q = 0.8I_n$ exemplarisch dargestellt. Im Idealfall sollten Alpha- und Betakomponente für alle Belastungen dem Verlauf einer idealen Cosinus- bzw. Sinusschwingung folgen und die Amplituden beider Komponenten sollten gleich sein. Abbildung 4.6 zeigt jedoch, dass diese Annahme für den

vermessenen Hybridschrittmotor selbst ohne Grundswingungsstrom nicht zutrifft. Beide Komponenten des Positionssignales sind mit einem Gleichanteil behaftet, welcher z.B. durch eine ortsfeste Anisotropie hervorgerufen werden kann, die unabhängig von der Rotorposition ist. Ursache für eine solche Anisotropie kann beispielsweise eine asymmetrische Statorwicklung sein. Aber auch unterschiedliche Skalierungsfaktoren der Strommesser oder asymmetrische Ansteuerung durch den Pulswechselrichter können solch eine scheinbare Anisotropie hervorrufen [23].

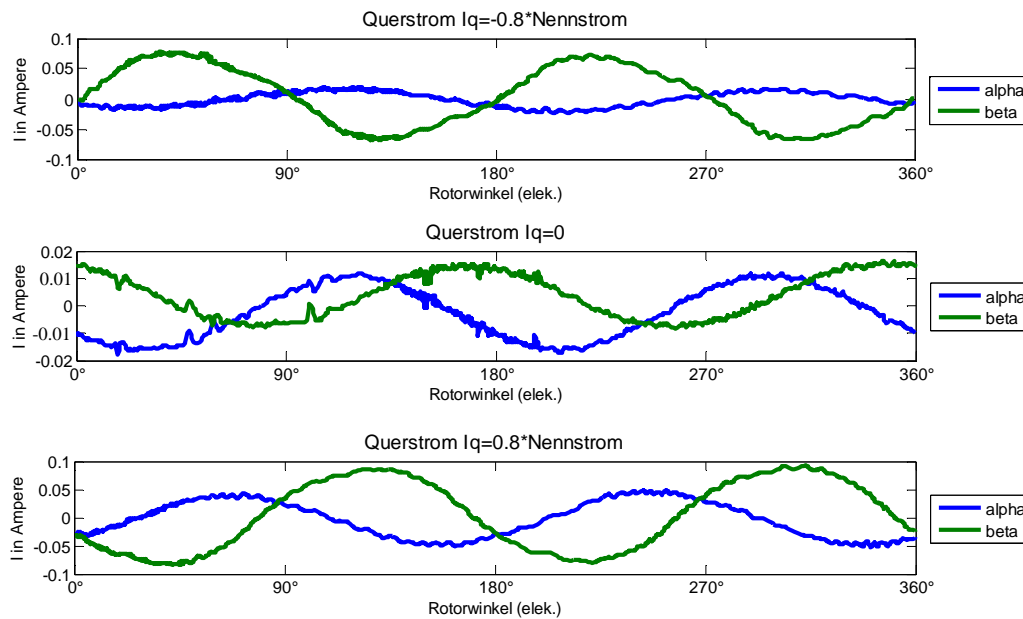


Abbildung 4.6: Positionssignale des HF Gegensystems bei unterschiedlicher Belastung

Neben der ortsfesten Anisotropie, deren Wirkung sich im Falle des verwendeten Motors als lastunabhängig erwiesen hat, gibt es mindestens eine weitere unerwünschte Anisotropie, welche lastabhängig wirkt und die Amplituden und Phasenlagen der Positionssignale verzerrt, wie in Abbildung 4.6 oben und unten zu sehen ist. Die insgesamt angestiegene Signalamplitude verglichen mit der Referenzmessung bei Grundswingungsstrom null lässt sich auf eine Zunahme der Sättigungserscheinungen im Eisen zurückführen und war zu erwarten. Aufgrund der verhältnismäßig großen Zunahme um einen Faktor 10 lässt sich jedoch vermuten, dass die Positionsbestimmung massiv durch die Sättigung des Motoreisens bestimmt wird und die Kreuzsättigung einen sehr starken Einfluss haben wird.

Diese Vermutung wird beim direkten Vergleich des Schätzwinkels mit dem aktuellen Rotorwinkel, wie in Abbildung 4.7 für verschiedene Belastungen dargestellt, bestätigt. Je nach Richtung weist der geschätzte Rotorwinkel bei 80% Nennstrom im Mittel einen Fehler

von $\pm 50^\circ$ auf. Neben diesem, durch die Kreuzsättigung verursachten, Offset wird der Schätzwinkel durch eine oder mehrere unerwünschte Anisotropien moduliert.

Besonders hervorzuheben ist hierbei die unerwartete Asymmetrie der Modulation bei positivem und negativem Querstrom. Nach Feststellung dieser Asymmetrie wurde die Drehrichtung des hochfrequenten Testsignals zu Testzwecken umgekehrt. Als Folge dieses Richtungswechsels kehrte sich auch die Asymmetrie in der Modulation des Schätzwinkels um, so dass nun bei positivem Querstrom die Modulation des Winkels stärker ausgeprägt war als bei negativem Querstrom. D.h. das hochfrequente Testsignal muss einen erheblichen Einfluss auf die gemessene Anisotropie der Maschine haben.

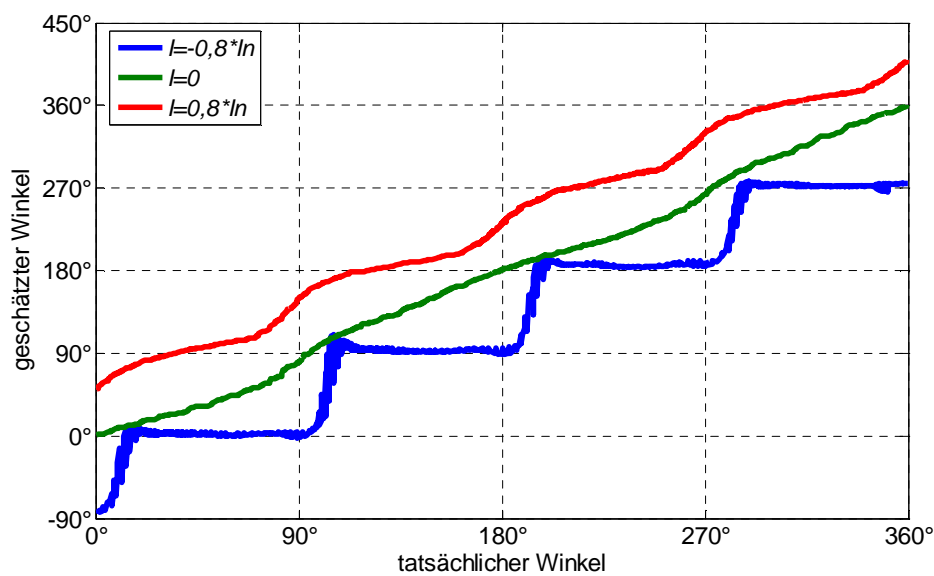


Abbildung 4.7: Schätzwinkel der HF Methode bei unterschiedlicher Belastung

Das hochfrequente Testsignal hat zwar einen richtungsabhängigen Einfluss auf die gemessene Anisotropie, kann aber aufgrund der Tatsache, dass die Amplitude dieser unerwünschten Effekte mit zunehmendem Grundschwingungsstrom steigt, nicht der alleinige Verursacher der selbigen sein. D.h. auch bei der Nutzung anderer sensorloser Verfahren, wie unter 3.3.3 behandelt, werden mit hoher Wahrscheinlichkeit störende Anisotropien vorhanden sein. Deshalb ist es angebracht, das Gegensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers als eine Summe mehrerer Stromkomponenten zu betrachten, um den Einfluss aller vorhandenen Anisotropien beschreiben zu können:

$$\dot{i}_{hg} = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma q} - L_{\sigma d}) e^{j(2\omega t + \frac{\pi}{2})} \right) + \sum i_{hgi} \cdot e^{j(h_i \omega t + \varphi_i)} \quad 4.3$$

Unter Nutzung von Gleichung 4.3 wird es möglich, dem Gegensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers mehrere Anisotropien, die sich abhängig vom Rotorwinkel verändern, zuzuordnen. Die theoretisch vorhergesagte und gewünschte Anisotropie kann mit $h_i = 2$ und $\varphi_i = \frac{\pi}{2}$ ebenfalls durch die Summenformel beschrieben werden, so dass sich Gleichung 4.3 auf

$$\underline{i}_{hg}^{hg} = \sum i_{hgi} \cdot e^{j(h_i \omega t + \varphi_i)} \quad 4.4$$

reduzieren lässt. Mit Hilfe dieser Nomenklatur soll in den folgenden Unterkapiteln die detaillierte Analyse der Motoranisotropien erfolgen.

4.5.1 Magnetischer Fingerabdruck

In der Literatur [23] bezeichnet der magnetische Fingerabdruck die Ortskurve des Gegensystems des hochfrequenten Stromraumzeigers (Gl. 3.38). Dementsprechend werden für jede Rotorposition die ermittelten α - β -Komponenten des Gegensystems gegeneinander im gegensynchronen Koordinatensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers abgetragen, so dass sich für eine ideal sinusförmige Anisotropie eine Kreisfigur, wie in Abbildung 4.8 (a) dargestellt, ergibt. Wird die gewünschte Anisotropie durch andere Anisotropien überlagert, ergeben sich Figuren, wie sie in Abbildung 4.8 (b) - (f) zu sehen sind. Im Einzelnen wurden die Fingerabdrücke aus Abbildung 4.8 durch folgende Anisotropie-Kombinationen erzeugt:

- a) $I_{hg1} = 1, h_1 = 2, \varphi_1 = 0^\circ$
- b) $I_{hg1} = 1, h_1 = 2, \varphi_1 = 0; \quad I_{hg2} = 0.25I_{hg1}, h_2 = 0, \varphi_2 = 45^\circ$
 $I_{hg3} = 0.5I_{hg1}, h_3 = 4, \varphi_3 = 0^\circ$
- c) $I_{hg1} = 1, h_1 = 2, \varphi_1 = 0; \quad I_{hg2} = 0.5I_{hg1}, h_2 = -4, \varphi_2 = 0^\circ$
- d) $I_{hg1} = 1, h_1 = 2, \varphi_1 = 0; \quad I_{hg2} = 0.5I_{hg1}, h_2 = 14, \varphi_2 = 0^\circ$
- e) $I_{hg1} = 1, h_1 = 2, \varphi_1 = 0; \quad I_{hg2} = 0.5I_{hg1}, h_2 = -2, \varphi_2 = 0^\circ$
 $I_{hg3} = 0.3I_{hg1}, h_3 = -3, \varphi_3 = 0^\circ$
- f) Fingerabdruck eines Hybridschrittmotors bei $I_q = -0,33I_n$

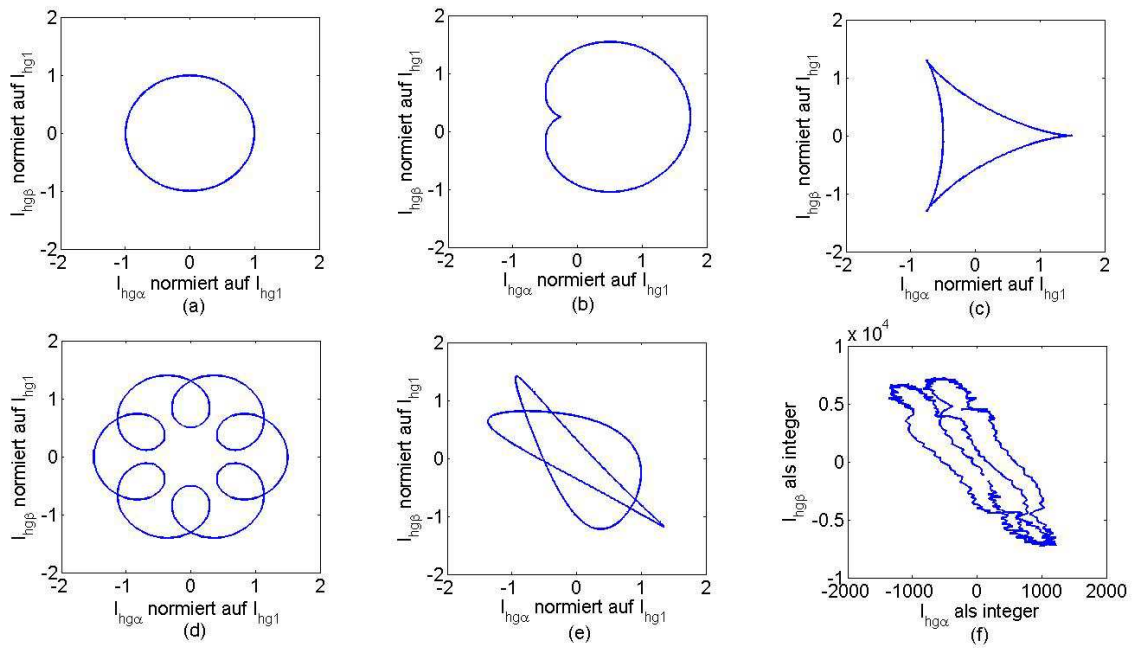


Abbildung 4.8: magnetische Fingerabdrücke des HF Gegensystems (hg - KS)

In Abbildung 4.8 (b) – (d) kann man erkennen, dass die gewünschte Kreisform durch die Aufschaltung zusätzlicher Anisotropien in Form zusätzlicher Stromkomponenten periodisch verzerrt wird. Dabei gilt generell, dass die größte auftretende Anisotropie durch eine kleinere Anisotropie in der Form moduliert wird, dass im magnetischen Fingerabdruck eine periodische Verzerrung der Grundfigur auftritt, die der halben Frequenzdifferenz zwischen beiden Stromkomponenten entspricht.

Wird die gesuchte Stromkomponente von mehreren unerwünschten Stromkomponenten moduliert, modulieren sich sämtliche Stromkomponenten auch gegenseitig. In diesem Fall wird der magnetische Fingerabdruck sehr unübersichtlich. Besonders ausgeprägt ist dieses Problem, wenn Frequenzdifferenzen auftreten, die kleiner als die doppelte Rotorfrequenz sind, wie es in Abbildung 4.8 (e) der Fall ist. Die Ursache hierfür liegt darin begründet, dass in Abbildung 4.8 (a) – (e) eigentlich die gleiche Figur zweimal übereinander abgebildet wird. D.h. die dortigen periodischen Verzerrungen entsprechen deshalb nur der jeweils halben Frequenzdifferenz, weil dieselbe Figur doppelt moduliert wird. Daraus ergibt sich jedoch logisch, dass die zwei übereinander liegenden Abdrücke durch Frequenzanteile unter der doppelten Rotorfrequenz unterschiedlich verzerrt werden, so dass teils unüberschaubare Formen entstehen.

Bei der Vermessung des verwendeten Hybridschrittmotors tritt genau dieser Fall auf, wie Abbildung 4.8 (f) beweist. Um die Modulation des Schätzwinkels, wie sie in Abbildung 4.7

zu erkennen ist, dennoch mit Hilfe des magnetischen Fingerabdruckes sichtbar zu machen, muss der in [23] verwendete magnetische Fingerabdruck transformiert werden. Ziel der Transformation soll es sein, die Überlagerung von zwei identischen Figuren zu verhindern. Ausgehend von der Annahme, dass die ursprünglich gesuchte Anisotropie im Gegensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers

$$\underline{i}_{hg}^{hg} = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma q} - L_{\sigma d})e^{j(2\omega t + \frac{\pi}{2})} \right) \quad 4.5$$

vorhanden ist, kann die Überlagerung durch eine Drehung des gesamten Gegensystems entgegen der Drehrichtung in der Form

$$\underline{i}_{hg}^{mag} = \sum i_{hgi} \cdot e^{j(h_i\omega t + \varphi_i)} \cdot e^{-j\omega t} \quad 4.6$$

aufgehoben werden. Anschließend kann der magnetische Fingerabdruck im neuen Koordinatensystem erstellt werden, so dass sich für die in Abbildung 4.8 verwendeten Anisotropie-Kombinationen neue Figuren ergeben, welche in Abbildung 4.9 dargestellt sind.

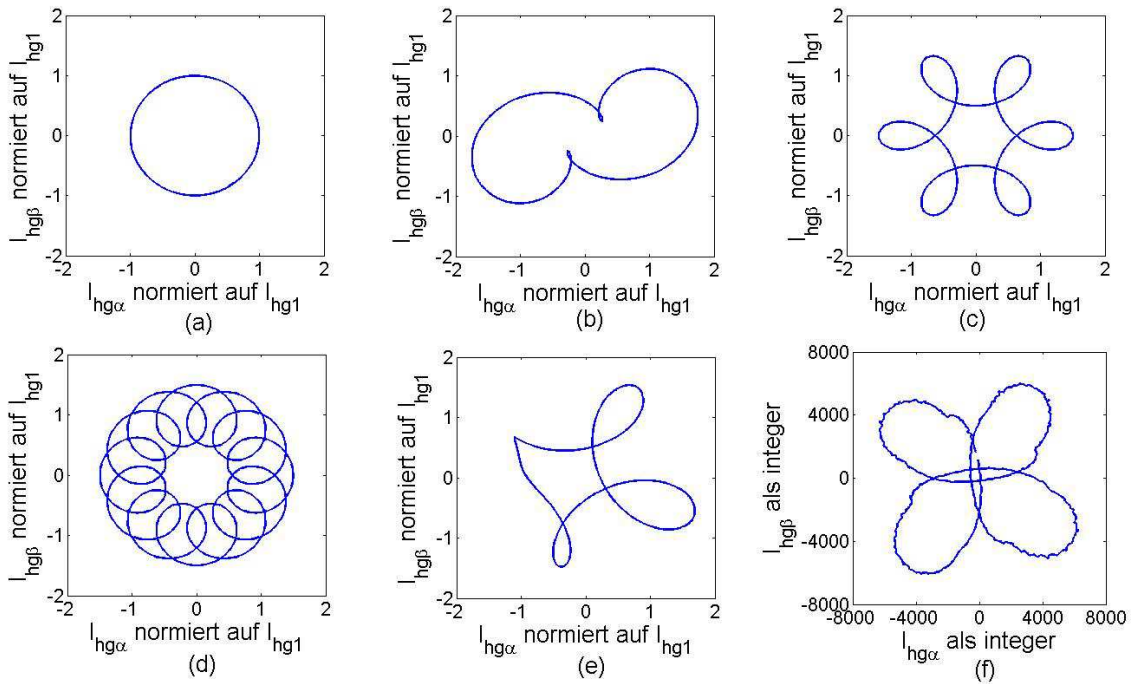


Abbildung 4.9: magnetische Fingerabdrücke in transformierten Koordinaten (mag - KS)

Wie vorausgesagt, hat sich die Figur, wie sie bei idealem Motorverhalten zu erwarten ist (Abbildung 4.9 (a)), durch die Koordinatentransformation nicht verändert. Die periodische Verzerrung der Grundfigur entspricht nun der Frequenzdifferenz zwischen den jeweiligen Stromkomponenten (s. Abbildung 4.9 (b) - (d)), so dass auch Frequenzdifferenzen, die

kleiner als die doppelte Rotorfrequenz sind, übersichtlich dargestellt werden können (s. Abbildung 4.9 (e)). Unter Anwendung dieser neuen Darstellungsform für den magnetischen Fingerabdruck wird auch der vormals unlesbare Fingerabdruck des Hybridschrittmotors interpretierbar.

Abbildung 4.9 (f) bestätigt die Beobachtungen aus Abbildung 4.7. Es muss eine Anisotropie existieren, die im Zusammenspiel mit der eigentlich gesuchten Anisotropie, eine 4. Harmonische erzeugt. Es kommen dabei nur Anisotropien infrage, die Stromkomponenten im Gegensystem mit $h_i = 6$ oder $h_i = -2$ erzeugen.

Zudem ist bei genauem Hinsehen an der Größendifferenz der einzelnen „Schleifen“ in der Figur erkennbar, dass eine weitere, wesentlich kleinere Anisotropie mit den vorhandenen Stromkomponenten so interagiert, dass eine Schwebung, welche der Rotorfrequenz folgt, entsteht. Diese ist, trotz ihrer geringen Amplitude, die Ursache für die Unübersichtlichkeit des Fingerabdrucks in Abbildung 4.8 (f).

Mit Hilfe des magnetischen Fingerabdruckes gelingt es zwar die Existenz mehrerer Anisotropien im Motor nachzuweisen und auch deren räumliche Frequenz vorherzusagen, aber genaue Informationen über Betrag und Phase der einzelnen Komponenten können nicht gewonnen werden. Zu diesem Zweck wird unter Beachtung der gewonnen Kenntnisse eine Fourieranalyse durchgeführt.

4.5.2 Fourieranalyse

4.5.2.1 Theoretische Grundlagen

Laut [54] lässt sich jede periodische, stückweise monotone und stetige Funktion in eine Summe harmonischer Schwingungen diskreter Frequenzen zerlegen, sodass man sie als Fourier-Reihe der Form

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(kx) + b_k \sin(kx)) \quad 4.7$$

darstellen kann, wobei sich die Fourier-Koeffizienten a_k , b_k wie folgt berechnen lassen:

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \cos(kx) dx \quad k = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad 4.8$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \sin(kx) dx \quad k = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad 4.9$$

Durch die Einführung komplexer Fourier-Koeffizienten \underline{c}_k , welche die reellen Koeffizienten a_k , b_k enthalten, kann die komplexe Form der Fourier-Reihe erzeugt werden:

$$f(x) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jkx} \quad 4.10$$

$$\underline{c}_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x) e^{-jkx} dx = \begin{cases} \frac{a_0}{2} & \text{für } k = 0 \\ \frac{1}{2}(a_k - jb_k) & \text{für } k > 0 \\ \frac{1}{2}(a_k + jb_k) & \text{für } k < 0 \end{cases} \quad 4.11$$

D.h. die Funktion $f(x)$ kann als komplexer Raumvektor aufgefasst werden, der durch den komplexen Drehzeiger e^{-jkx} so gedreht wird, dass durch die Integration über eine Primitivperiode (2π) nur Anteile der Frequenz kx im Ergebnis übrig bleiben. Der entstehende komplexe Koeffizient \underline{c}_k (vgl. Gl. 4.11) enthält Informationen über Amplitude und Phasenlage der entsprechenden Harmonischen.

Praktisch wird die Fourier-Reihe nach einer endlichen Anzahl k abgebrochen, so dass $f(x)$ durch ein trigonometrisches Polynom approximiert wird. Dennoch müssen zur korrekten Nachbildung einer Funktion eine Vielzahl von Koeffizienten berechnet werden, um diese mit ausreichender Genauigkeit sicher nachbilden zu können.

Häufig soll die Fourier-Transformation, deren Ergebnis die Fourier-Transformierte ist, auf Signale angewendet werden, von denen nur eine feste Anzahl an diskreten, äquidistanten Stützstellen pro Signalperiode bekannt ist. In diesem Fall ist die zu analysierende Funktion nicht mehr kontinuierlich, so dass an diesem Punkt von periodischen Folgen statt von Funktionen ausgegangen wird. Die Transformierte einer solchen Folge im Frequenzbereich wird mittels diskreter Fourier-Transformation (DFT) gewonnen und stellt keine Funktion einer kontinuierlichen Variablen dar, sondern ebenfalls eine Folge. Die diskrete Fourier-Transformierte entspricht somit der Abtastung der Fourier-Transformierten des Originalsignals an äquidistanten Frequenzwerten (s. [55] S.623). Die komplexen diskreten Fourier-Koeffizienten können nach [54] S.545 wie folgt bestimmt werden:

$$c_k = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} f(x_i) e^{-jk \frac{2\pi}{N} x_i} \quad \text{für } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad 4.12$$

Gleichung 4.12 zeigt, dass eine periodische Folge von N Abtastwerten im Gegensatz zu einer kontinuierlichen Funktion durch eine endliche Anzahl von N Fourier-Koeffizienten vollkommen beschrieben wird. Dabei ist auffällig, dass zur Beschreibung der ursprünglichen Funktion durch die Fourier-Reihe Frequenzanteile benutzt werden können, die über der Nyquist-Frequenz liegen.

Trotzdem wird das Nyquist-Abtasttheorem(s. [55] S.103), welches besagt, dass ein Signal eindeutig durch seine Abtastwerte bestimmt ist, sofern gilt

$$f_s = \frac{2\pi}{T} > 2f_N \quad , \quad 4.13$$

nicht verletzt. Die Lösung dieses scheinbaren Widerspruches liegt in der Beschaffenheit der Folge, wie sie durch Gl. 4.12 beschrieben wird: Diese Folge ist mit der Periode N periodisch, was bedeutet für jeden beliebigen ganzzahligen Wert von k gilt:

$$c_k = c_{N+k} \quad 4.14$$

Die Koeffizienten der Fourier-Reihe können somit als endliche Folge, die für $k = 0, 1, \dots, N-1$ bestimmt und sonst identisch Null ist oder als periodische Folge die für alle ganzzahligen k definiert ist, interpretiert werden [55].

Die Beschreibung der Originalfunktion durch eine Fourier-Reihe nach Gl. 4.10 kann deshalb sowohl durch die Harmonischen $k = 0, 1, \dots, N-1$, als auch durch die Harmonischen $k = -\frac{N}{2}, -\frac{N}{2} + 1, \dots, \frac{N}{2} - 2, \frac{N}{2} - 1$ beschrieben werden, da aufgrund von Gl. 4.14 gilt:

$$c_{-1} = c_{N-2}, \quad c_{-2} = c_{N-3}, \quad etc. \quad 4.15$$

Demnach kann die Originalfunktion vollständig durch positiv und negativ laufende Harmonische rekonstruiert werden, deren Frequenz bei Abtastung mit N Werten pro Periode unterhalb der Nyquist-Frequenz liegen.

Für die Gewinnung des Frequenz- und Phasenspektrums der Motoranisotropien bezogen auf eine vollständige Motordrehung(elektrisch) ist das Wissen über die eben aufgezeigten Grundlagen notwendig, da die mögliche Existenz negativ drehender Raumzeiger, wie sie im Kapitel 4.5.1 vorhergesagt wurde, somit theoretisch untermauert ist.

Aus den unter Kapitel 4.5.1 dargestellten Untersuchungen geht anhand des magnetischen Fingerabdruckes hervor, dass die Fourier-Koeffizienten für eine Vielzahl von Frequenzen Null oder nahe Null sind, so dass eine Berechnung dieser Koeffizienten nicht nötig ist. Lediglich die Fourier-Koeffizienten für $k = -2, 0, 2$ müssen berechnet werden, um eine

ausreichend genaue Approximation, der aus dem Gegensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers gewonnen Positionssignale, zu realisieren.

4.5.2.2 Anwendung zur Motoranalyse

Um die DFT zur Analyse des Testantriebes zu nutzen, wurde der Querstrom des Motors schrittweise erhöht. In jedem Schritt wurden die Positionssignale, welche die sensorlose Methode erzeugt, als auch der Encoderwinkel für eine gesamte Rotordrehung(elektrisch) aufgezeichnet. Zur Reduzierung der Störungen im Signal wurden je Schritt 10 Messungen durchgeführt und ein Mittelwert gebildet. Die zusammengefassten Ergebnisse wurden anschließend in Matlab importiert.

Wie schon im Zusammenhang mit Gl. 4.11 angesprochen wurde, werden die Fourier-Koeffizienten durch die Drehung mit einem komplexen Drehzeiger e^{-jkx} bestimmt. Prinzipiell kann die gleiche Vorgehensweise auch für die DFT eingesetzt werden, wobei man sich gezielt auf die gesuchten Frequenzen beschränken kann. Ausgangspunkt für die DFT liefert die in Matlab importierte Tabelle welche die Positionssignale α und β als auch den zugehörigen Rotorwinkel γ für eine elektrische Rotorumdrehung enthält. Diese entspricht somit der in den Grundlagen erwähnten Primitivperiode. Die Positionssignale werden nun mit Hilfe eines Vektordrehers für jede Stützstelle n in das Koordinatensystem der gesuchten Harmonischen h gedreht:

$$\begin{bmatrix} \alpha^h(n) \\ \beta^h(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(h \cdot \gamma(n)) & -\sin(h \cdot \gamma(n)) \\ \sin(h \cdot \gamma(n)) & \cos(h \cdot \gamma(n)) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha(n) \\ \beta(n) \end{bmatrix} \quad 4.16$$

Im Koordinatensystem der Harmonischen h wandelt sich der harmonische Anteil der Positionssignale in einen Gleichanteil, während alle anderen Frequenzanteile bei der Summation des jeweiligen Positionssignales über eine Rotorperiode in diesem Koordinatensystem verschwinden. Um die korrekte Amplitude zu ermitteln, muss anschließend durch die Anzahl der aufaddierten Stützstellen geteilt werden, was insgesamt einer einfachen Mittelwertbildung entspricht:

$$\alpha_h^h = \frac{\sum_1^N \alpha^h(n)}{N} \quad 4.17$$

$$\beta_h^h = \frac{\sum_1^N \beta^h(n)}{N}$$

Aus den Komponenten α_h^h und β_h^h kann jetzt direkt die Bestimmung von Amplitude und Phasenlage der jeweiligen Harmonischen erfolgen:

$$|h| = \sqrt{(\alpha_h^h)^2 + (\beta_h^h)^2} \quad , \quad \varphi_h = \text{atan2}(\alpha_h^h, \beta_h^h) \quad 4.18$$

In Abbildung 4.10 sind alle signifikanten Frequenzanteile des Positionssignals des untersuchten Motors abhängig von der Belastung dargestellt. Sie wurden mit der eben beschriebenen Vorgehensweise gewonnen.

Neben dem erwarteten Peak für den Fourier-Koeffizient $k = 2$, welcher dem Mitsystem einer 2. Harmonischen($h = 2$) entspricht, gibt es noch einen weiteren Frequenzanteil $k = -2$, der wiederum dem Gegensystem einer 2ten Harmonischen($h = -2$) gleichgesetzt werden kann.

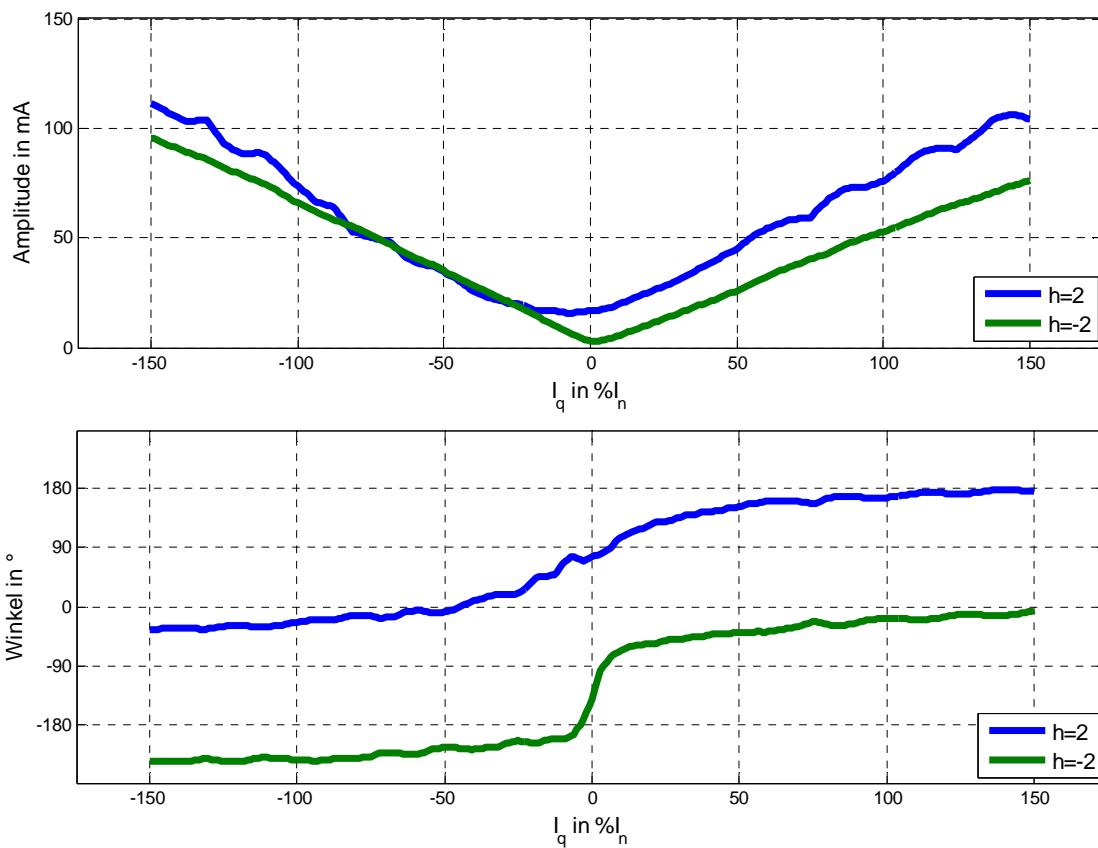


Abbildung 4.10: Amplituden und Phasen der Harmonischen im HF-Gegensystem

4.5.3 Einordnung der beobachteten Effekte

4.5.3.1 Kreuzsättigung

Die Verläufe für $h = 2$ entsprechen größtenteils den theoretischen Erwartungen: Mit zunehmenden Querstrom nimmt die Sättigung des Motors zu, was einen Anstieg der Signalamplitude nach sich zieht. Durch die Superposition von Statormagnetfeld und Rotormagnetfeld wird das Gebiet der größten Sättigung je nach Vorzeichen der Belastung in Richtung der positiven oder negativen q -Achse ausgelenkt. Wie schon mehrmals angesprochen wurde, kann dieser Effekt auf die Kreuzsättigung zurückgeführt werden.

Im Vergleich mit den in der Literatur [6] [1] [22] [48] untersuchten Synchronmaschinen, deren durch Kreuzsättigung verursachter Winkelfehler nicht über 30° - 40° bei Nennstrom liegt, ist der Effekt der Kreuzsättigung im untersuchten Hybridschrittmotor jedoch deutlich stärker ausgeprägt. Schon bei 30% Nennstrom hat sich die Phase des Positionssignales um fast 90° verschoben, was einem Winkelfehler von 45° entspricht. In Kombination mit der stark ansteigenden Amplitude des Gesamtsignales für hohe Querströme deutet dies darauf hin, dass Sättigungseffekte im untersuchten Motor eine wesentliche Rolle spielen.

4.5.3.2 Räumliches Anisotropie-Gegensystem

Die Phasenlage der h_{-2} -Komponente des Positionssignales ist scheinbar diskret vom Vorzeichen des eingespeisten Querstromes abhängig und weist genau wie im Falle der h_2 -Komponente einen charakteristischen Knick für beide Stromrichtungen auf. Gepaart mit den unterschiedlichen Amplitudenverhältnissen zwischen Mit- und Gegensystem der 2. Harmonischen für positive und negative I_q -Ströme ergibt sich daraus eine offensichtliche Richtungsabhängigkeit des Motorverhaltens.

Die Daten, welche zum Erzeugen der in Abbildung 4.10 dargestellten Kurven eingesetzt wurden, sind bei minimalen Drehzahlen entstanden. Während der Aufzeichnungszeit von 1.25s wurden 1-2 elektrische Rotorumdrehungen ausgeführt. Um dennoch eine Drehzahlabhängigkeit auszuschließen, wurde der Rotor bei unterschiedlichen Querstromwerten in unterschiedliche Richtungen gedreht. Eine Drehzahlabhängigkeit müsste sich demnach durch plötzliche Sprünge oder Einbrüche der Amplitude in den gewonnen Messreihen bemerkbar machen. Dies ist jedoch nicht der Fall.

Die wahrscheinlichste Ursache ist eine statorfeste Anisotropie, deren exakte Ausprägung von der Interaktion zwischen Grundschiwingung und HF-Strom in den Streufeldern des Stators abhängig ist. Diese Vermutung resultiert aus der Tatsache, dass das räumliche Anisotropie-

Gegensystem ($h=-2$) die gleiche Frequenz besitzt wie das räumliche Anisotropie-Mitsystem ($h=2$). Hätten beide Drehfelder dieselbe Amplitude, so ergäbe die Überlagerung ein Wechselfeld mit einer definierten Richtung im Raum – was einer raumfesten Anisotropie entspricht. Die „überschüssige“ Amplitude des Anisotropie-Mitsystems entspricht dann der in Kapitel 3.5 beschriebenen Anisotropie, die ursprünglich zur Positionserkennung genutzt werden sollte. Damit ist jedoch noch nicht geklärt, wo die gemessene Anisotropie ihre Ursache hat. Diese Frage soll im Kapitel 5 mit Hilfe eines Matlabmodells beleuchtet werden. Speziell geht es darum zu beantworten, ob die gemessenen Werte nur auf die Interaktion von HF-Strom und Grundschiwingung über die Sättigung zurückzuführen sind, oder ob eine konstruktive Komponente enthalten ist.

4.5.3.3 Nicht erfassbare Störungen

Neben den bisher genannten Effekten tritt eine Vielzahl von störenden Effekten auf, die nicht oder nur unter erheblichem Aufwand modellierbar sind. Dazu zählen Messfehler genauso wie kurzzeitige Unstetigkeiten im Positionssignal, die zum Beispiel aufgrund nicht-sinusförmiger Flussverteilungen aufgrund der Motorkonstruktion entstehen können.

5 Hybrid-Schrittmotor mit veränderlichen Induktivitäten

Wie in Abschnitt 0 diskutiert, soll in diesem Kapitel das Gesamtmodell eines zweiphasigen Hybrid-Schrittmotors mit veränderlichen Induktivitäten simuliert werden. Neben den Strukturen zur feldorientierten Regelung, der Einprägung des hochfrequenten Testsignales und der Demodulation des hochfrequenten Stromraumzeigers, welche in den vorhergehenden Kapiteln ausführlich behandelt worden sind, wird dazu ein angepasstes Motormodell und ein Sättigungsmodell zur Charakterisierung der veränderlichen Induktivitäten benötigt. Die Synthese des Motormodells und des Sättigungsmodells, als auch die Ergebnisse der Gesamtsimulation sollen in den folgenden Unterkapiteln detailliert dargelegt werden.

5.1 Motormodell mit veränderlichen Induktivitäten

Zur Beschreibung des beobachteten Effekts wird ein Motormodell benötigt, welches Sättigungseffekte im Eisen sowohl durch den Grundschwingungsstrom als auch durch das hochfrequente Signal berücksichtigt. Aufgrund der kleinen Signalauslässe, der Positionssignale, darf dabei auch der gegenseitige Einfluss beider Phasen nicht vernachlässigt werden. Der Einfluss der drehzahlabhängigen EMK kann hingegen vernachlässigt werden, da die Motoreigenschaften nur im Stillstand bzw. bei kleinen Drehzahlen untersucht werden müssen. D.h. Ausgangspunkt der Modellbildung muss die Statorspannungsgleichung der permanent erregten Synchronmaschine im Stator-KS in folgender Form sein:

$$\underline{u}^s = R_s \underline{i}^s + \frac{d(L_s \underline{i}^s)}{dt} \quad 5.1$$

Wobei für den Induktivitäts-Tensor L_s gilt:

$$L_s = \begin{pmatrix} L_{\alpha\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_{\beta\beta} \end{pmatrix} \quad 5.2$$

Die Berechnung der einzelnen Induktivitäten kann durch die Anwendung der allgemeinen Flussgleichungen erfolgen. Der durch einen Strom i_α bzw. i_β hervorgerufene Luftspaltfluss kann im d-q-KS durch einfache Projektion auf die jeweilige Achse bestimmt werden:

$$\begin{aligned} \psi_{\alpha d} &= L_d \cos(\gamma) i_\alpha & \psi_{\beta d} &= L_d \sin(\gamma) i_\beta \\ \psi_{\alpha q} &= -L_q \sin(\gamma) i_\alpha & \psi_{\beta q} &= L_q \cos(\gamma) i_\beta \end{aligned} \quad 5.3$$

Nach Gleichung 5.3 setzt sich der Fluss ψ_d somit aus den beiden Anteilen $\psi_{\alpha d}$ und $\psi_{\beta d}$ zusammen, während $\psi_q = \psi_{\alpha q} + \psi_{\beta q}$ ist:

$$\psi_d = L_d \cos(\gamma) i_\alpha + L_d \sin(\gamma) i_\beta \quad \psi_q = -L_q \sin(\gamma) i_\alpha + L_q \cos(\gamma) i_\beta \quad 5.4$$

Mit Hilfe eines positiven Vektordrehers erfolgt die Transformation der Flusskomponenten in das statorfeste KS.

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad 5.5$$

Die entstehenden Flusskomponenten ψ_α und ψ_β besitzen Anteile, die ihre Ursache in der gleichen Achse wie die betreffende Flusskomponente haben und Anteile, die durch Strom in einer anderen Achse hervorgerufen werden. Setzt man Gl. 5.3 in Gl. 5.5 ein und spaltet das Ergebnis entsprechend auf, ergibt sich:

$$\begin{aligned} \psi_{\alpha\alpha} &= [L_d \cos(\gamma)^2 + L_q \sin(\gamma)^2] i_\alpha & \psi_{\beta\alpha} &= [L_d \sin(\gamma) \cos(\gamma) - L_q \cos(\gamma) \sin(\gamma)] i_\beta \\ \psi_{\beta\beta} &= [L_d \sin(\gamma)^2 + L_q \cos(\gamma)^2] i_\beta & \psi_{\alpha\beta} &= [L_d \sin(\gamma) \cos(\gamma) - L_q \cos(\gamma) \sin(\gamma)] i_\alpha \end{aligned} \quad 5.6$$

Durch geschicktes Umformen mit Hilfe der Additionstheoreme

$$\begin{aligned} \cos(\gamma)^2 &= \frac{1}{2}(1 + \cos(2\gamma)) & \sin(\gamma)^2 &= \frac{1}{2}(1 - \cos(2\gamma)) \\ \cos(\gamma) \sin(\gamma) &= \frac{1}{2} \sin(2\gamma) \end{aligned} \quad 5.7$$

wird schließlich die 2γ -abhängige Flussverteilung sichtbar, welche auch Grundlage der hochfrequenten Signaleinspeisung ist:

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\gamma) & \frac{L_d - L_q}{2} \sin(2\gamma) \\ \frac{L_d - L_q}{2} \sin(2\gamma) & \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad 5.8$$

Dabei gilt:

$$L_{\alpha\alpha} = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\gamma) \quad 5.9$$

$$L_{\beta\beta} = \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\gamma) \quad 5.10$$

$$L_{\alpha\beta} = L_{\beta\alpha} = \frac{L_d - L_q}{2} \sin(2\gamma) \quad 5.11$$

Genau wie das ursprüngliche hochfrequente Maschinenmodell gelten die Gleichungen 5.9 bis 5.11 nur unter der Annahme, dass die magnetische Achse und die Rotorachse fest miteinander verbunden sind. Unter dieser Annahme entspricht L_d der kleinsten und L_q der größten Induktivität entlang der Stators, welche auch von der hochfrequenten Methode zur

Positionsbestimmung verwendet werden. Aufgrund der Kreuzsättigung wandert die magnetische Achse mit zunehmendem I_q aber von der Rotorachse weg. Soll dieser Effekt berücksichtigt werden, muss in den Gleichungen 5.9 bis 5.11 L_d mit der tatsächlich kleinsten Induktivität L_{Min} und L_q mit der tatsächlich größten Induktivität L_{Max} ersetzt werden. Zudem muss auf den Rotorwinkel γ die Achsverschiebung φ_{Kreuz} , welche durch die Kreuzsättigung verursacht wird, aufaddiert werden, sodass folgende Gleichungen entstehen:

$$L_{\alpha\alpha} = \frac{L_{Min} + L_{Max}}{2} + \frac{L_{Min} - L_{Max}}{2} \cos(2(\gamma + \varphi_{Kreuz})) \quad 5.12$$

$$L_{\beta\beta} = \frac{L_{Min} + L_{Max}}{2} - \frac{L_{Min} - L_{Max}}{2} \cos(2(\gamma + \varphi_{Kreuz})) \quad 5.13$$

$$L_{\alpha\beta} = L_{\beta\alpha} = \frac{L_{Min} - L_{Max}}{2} \sin(2(\gamma + \varphi_{Kreuz})) \quad 5.14$$

Der für Gleichung 5.1 benötigte Induktivitäts-Tensor ist somit vollständig bestimmt. Im nächsten Schritt werden die Spannungsgleichungen der Maschine komponentenweise aufgeschrieben. Für eine übersichtlichere Darstellung werden dafür alle Zeitableitungen einer Größe gepunktet dargestellt ($\frac{dx}{dt} = \dot{x}$) :

$$u_\alpha = \dot{L}_{\alpha\alpha} i_\alpha + L_{\alpha\alpha} \dot{i}_\alpha + R i_\alpha + L_{\alpha\beta} \dot{i}_\beta + \dot{L}_{\alpha\beta} i_\beta \quad 5.15$$

$$u_\beta = \dot{L}_{\beta\beta} i_\beta + L_{\beta\beta} \dot{i}_\beta + R i_\beta + L_{\alpha\beta} \dot{i}_\alpha + \dot{L}_{\alpha\beta} i_\alpha \quad 5.16$$

Die Induktivitäten L_{Min} und L_{Max} , welche zur Lösung des Differentialgleichungssystems (5.15,5.16) benötigt werden, sind von i_α und i_β abhängig, so dass ein System nichtlinearer Gleichungen entsteht. Für die Lösung nichtlinearer DGL gilt laut [56], dass “exakte geschlossene analytische Lösungen nichtlinearer Differentialgleichungen nur für einige Spezialfälle möglich sind. Im Allgemeinen muss auf Näherungslösungen zurückgegriffen werden.“

Die Lösung des DGL Systems wäre mit entsprechenden Näherungen analytisch denkbar, birgt jedoch die Gefahr, dass gerade der gesuchte Effekt vernachlässigt wird. Aus diesem Grund soll die Untersuchung der beobachteten Effekte, wie zu Beginn dieses Kapitels schon angemerkt, mit Hilfe einer Simulation in Matlab-Simulink durchgeführt werden. Als nächster Schritt erfolgt deshalb die Synthese des Sättigungsmodells, um die Abhängigkeiten von L_{Min} und L_{Max} zu beschreiben.

5.2 Sättigungsmodell

Das Sättigungsmodell der Maschine ist das Kernstück der Simulation. Um ein Modell zu erstellen, mit dessen Hilfe verbindliche Aussagen zum realen Motorverhalten möglich sind, muss als erstes eine Induktivitätsmessung am Motor durchgeführt werden.

5.2.1 Messung der Motorinduktivitäten

Um das Motorverhalten bei hochfrequenter Signaleinprägung möglichst exakt nachzubilden, muss für verschiedene Arbeitspunkte des Grundswingungsstromes I die resultierende Induktivität L mit Hilfe eines überlagerten hochfrequenten Signales ermittelt werden. Dazu wird einer DC-Spannung eine hochfrequente Komponente aufmoduliert und anschließend aus den Amplitudenverhältnissen die Induktivität im Arbeitspunkt ermittelt. Der experimentelle Aufbau zur Realisierung ist in Abbildung 5.1 dargestellt.

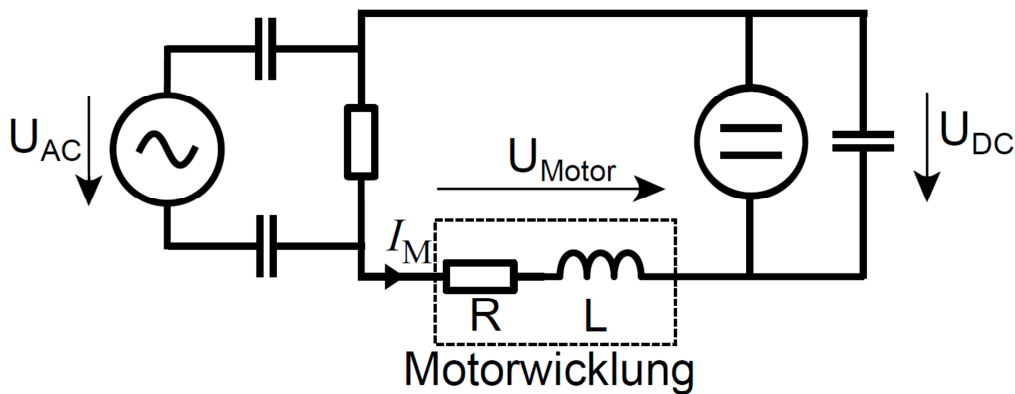


Abbildung 5.1: Messung der Motorinduktivität in verschiedenen Arbeitspunkten

Zunächst wird mit Hilfe der DC-Spannungsquelle die Motorwicklung entsprechend des gewünschten Arbeitspunktes bestromt. Anschließend wird mit Hilfe der AC-Spannungsquelle, welche durch Kondensatoren vom DC-Kreis entkoppelt ist, ein hochfrequentes Signal eingeprägt, welches die gleiche Frequenz besitzt, die auch im sensorlosen Betrieb eingesetzt wird. Mit Hilfe des ohmschen Gesetzes kann die Induktivität für den gewählten Arbeitspunkt aus dem Verhältnis von hochfrequenter Motorspannung und hochfrequenter Stromamplitude ermittelt werden:

$$\frac{|U_{Motor}|}{|I_M|} = |R + j\omega L| \quad \text{mit} \quad |R + j\omega L| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad 5.17$$

Die differentielle Induktivität, welche vom hochfrequenten Signal gemessen wird, ergibt sich somit zu:

$$L = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{|U_{Motor}|}{|I_M|}\right)^2 - R^2} \quad 5.18$$

Mit dieser Methode wurde für den Hybridschrittmotor folgender Zusammenhang zwischen Grundswingungsstrom und der differentiellen Induktivität ermittelt:

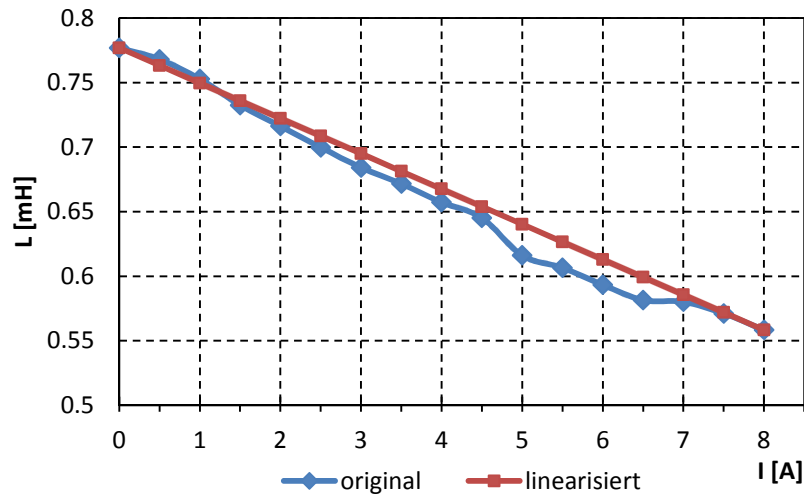


Abbildung 5.2: differentielle Motorinduktivität in Abhängig vom Grundswingungsstrom

Das in Abbildung 5.2 dargestellte Ergebnis(original) zeigt eindeutig, dass der verwendete Motor in Sättigung betrieben wird. Mit einer Amplitude von etwa 1A verursacht das hochfrequente Signal eine Änderung von $\pm 0,05\text{mH}$, was einer Induktivitätsänderung während einer Periode von über 10% entspricht. Ein Einfluss des hochfrequenten Signals auf die Messgröße L ist somit naheliegend. Wie anhand der idealisierten Kennlinie(rot) in Abbildung 5.2 erkennbar, nimmt die Induktivität mit zunehmendem Strom nahezu linear ab und lässt sich wie folgt darstellen:

$$L = L_o - \frac{\Delta L}{\Delta i} \cdot i \quad \text{mit} \quad \frac{\Delta L}{\Delta i} \approx 0,0275 \frac{\text{mH}}{\text{A}} \quad 5.19$$

5.2.2 Modellsynthese

Ausgangspunkt der Modellsynthese ist die Annahme, dass die Induktionsverteilung beim untersuchten HSM ausschließlich auf Sättigungseffekte zurückführbar ist. Entsprechend werden keinerlei konstruktive Abhängigkeiten im Modell berücksichtigt. Bestätigt sich diese Annahme, so sollten Modell und Messung übereinstimmen. Taucht die gemessene Anisotropie $h=-2$ jedoch nicht in der Simulation auf, so ist dies die Bestätigung dafür, dass ihre Ursache in konstruktiven Aspekten des verwendeten HSM liegen muss.

Es ist bekannt, dass $\varphi_{Kreuz} = 0$ ist, solange kein Strom eingeprägt wird und die Achsverschiebung mit zunehmendem i_q langsamer vonstattengeht, wie in Abbildung 3.12 schon zu sehen war. Dies legt eine Berechnung des durch Kreuzsättigung entstehenden Fehlwinkels mithilfe einer arctan-Funktion der folgenden Form nahe:

$$\varphi_{Kreuz} = k \cdot \tan^{-1} \left(\frac{L_{q0} - L_q}{L_{q0} - L_d} \right) \quad 5.20$$

Im stromlosen Zustand ist $L_{q0} = L_q$ und $L_d < L_{q0}$ aufgrund der Eisensättigung, sodass $\varphi_{Kreuz} = 0$. Mit zunehmendem i_q wird L_q jedoch kleiner, was einen Fehler φ_{Kreuz} nach sich zieht. Die in der Gleichung verwendeten Induktivitäten L_d , L_q werden vorher mittels Gleichung 5.19 oder mit Hilfe einer look-up-table der Originalmessung berechnet. Wie in Abbildung 5.3 a) dargestellt, gelingt die Nachbildung der gemessenen Achsverschiebung mit dem korrekten Vorfaktor k mit Gleichung 5.20 nahezu perfekt. Große Faktoren entsprechen dabei einer Maschine, die weit in Sättigung betrieben wird, während kleinere Faktoren für sehr stabile Induktivitätsverhältnisse stehen. Abbildung 5.3 b) zeigt zum Vergleich die Modellverläufe für einen fiktiven Motor mit einer deutlich ausgeprägten Anisotropie ($L_d \ll L_{q0}$), was zu einem abgeschwächten Effekt der Kreuzsättigung führt.

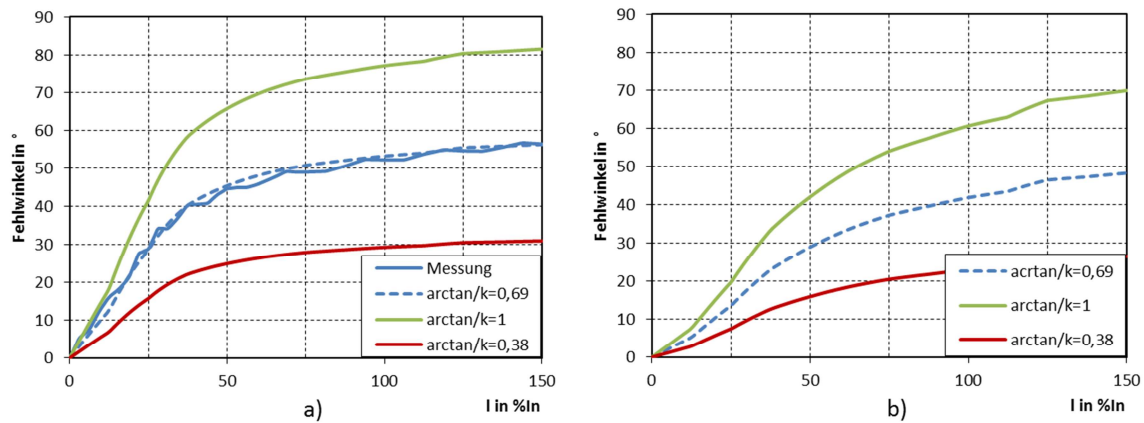


Abbildung 5.3: Nachbildung der Kreuzsättigung durch arctan-Funktion

Verglichen mit der Modellierung der Kreuzsättigung gestaltet sich die Berechnung der Induktivität L_{Min} entlang der ermittelten magnetischen Achse vergleichsweise einfach. Die Sättigung des Motors ist direkt vom Betrag des eingeprägten Stromvektors abhängig, welcher sich aus Grundschwingungsstrom und dem überlegarten HF-Signal ergibt. Unter Verwendung von Gleichung 5.19 wird L_{Min} somit wie folgt berechnet:

$$L_{Min} = L_o - \frac{\Delta L}{\Delta i} \sqrt{(i_d + i_{hd})^2 + (i_q + i_{hq})^2} \quad 5.21$$

Der Strom i_d in Gl. 5.21 entspricht dem Magnetisierungsstrom i_{Mag} , welcher nötig ist, um die durch die Permanentmagneten hervorgerufene Eisensättigung zu simulieren. Unter der Annahme, dass senkrecht zur magnetischen Achse keine Materialsättigung auftritt, gilt weiterhin, dass die größte Induktivität im stromlosen Zustand L_{q0} auch bei Einprägung eines Stromes erhalten bleibt. Im Simulationsmodell wurde deshalb folgende Festlegung getroffen:

$$L_{Max} = L_{q0} \quad 5.22$$

Damit wurde die letzte Lücke des Simulationsmodells geschlossen und die Berechnung der Motorinduktivitäten kann nun nach Gleichung 5.12 bis 5.14 erfolgen. Das Blockschaltbild des verwendeten Matlab-Modells ist im Anhang (Abschnitt 9.4) abgebildet.

5.3 Simulationsergebnisse

Ergebnis der Simulation ist die Amplitude der beiden Komponenten $h=2$ und $h=-2$ im KS des hochfrequenten Mitsystems in Abhängigkeit der Grundswingungsamplitude. Die entsprechenden Verläufe sind in Abbildung 5.4 rechts dargestellt und können direkt mit den Messergebnissen am Prototyp (Abbildung 5.4 links) verglichen werden.

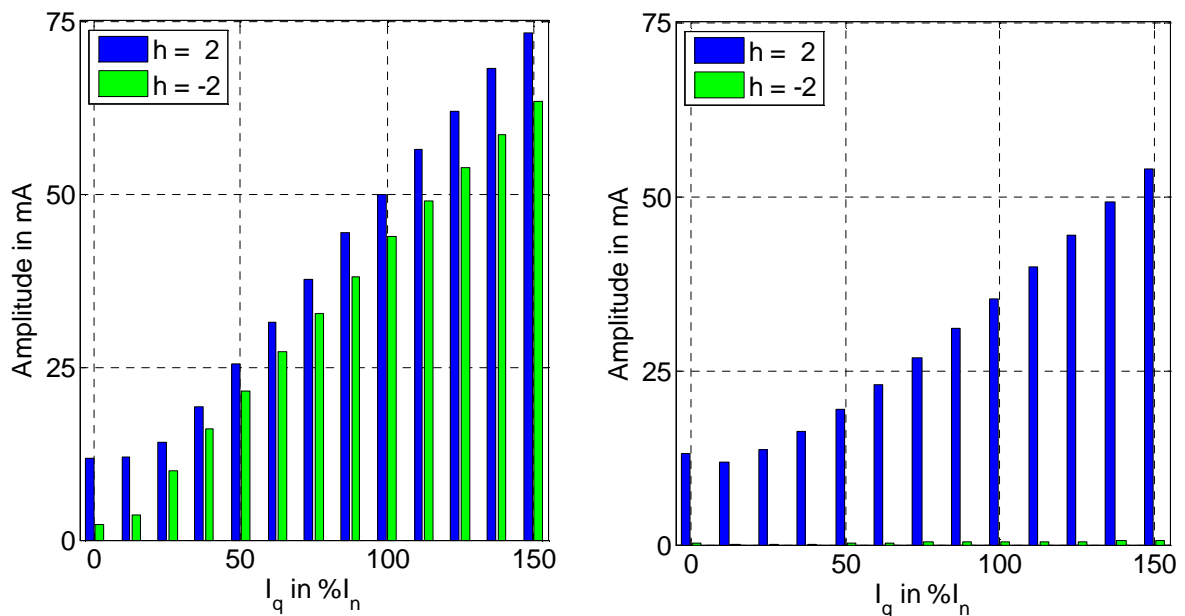


Abbildung 5.4: Vergleich der gemessenen Anisotropien (links) mit der Simulation (rechts)

Wie eindeutig zu erkennen ist, tritt in der Simulation die ungewünschte Anisotropie mit $h=-2$ nicht auf, obwohl ein Motormodell mit veränderlichen Induktivitäten inklusive

Sättigungsmodell eingebunden wurde. Das bedeutet, die ungewünschte Anisotropie ist auf konstruktive Aspekte des Motors zurückzuführen. Welche Teile der Motorkonstruktion hier genau wirksam werden, kann jedoch nur vermutet werden. Eine detaillierte Analyse mittels FEM-Simulationen könnte hier weiter helfen, soll jedoch an dieser Stelle ausgespart werden, da sie zu weit vom eigentlichen Kern dieser Arbeit entfernt liegt. Stattdessen soll im folgenden Kapitel demonstriert werden, wie die störende Anisotropie kompensiert werden kann, und welche Möglichkeiten die Eisensättigung des Motors bietet, um die sensorlose Regelung weiter zu verbessern.

6 Fehler bei der Winkelrekonstruktion und geeignete Kompensationsstrategien

In diesem Kapitel sollen alle Fehler, die bisher nicht in der Literatur behandelt wurden oder speziell für den untersuchten Motortyp (gesättigter Betrieb, hochpolig, kleine konstruktive Anisotropie) gelten, untersucht werden. Auf Basis dieser Erkenntnisse werden in einem zweiten Schritt passende Strategien entwickelt, um den entsprechenden Fehler zu kompensieren. Die aufgetretenen Fehler werden in der Reihenfolge behandelt, wie sie bei Inbetriebnahme des Antriebs zum Vorschein gekommen sind.

6.1 Störende Anisotropien

6.1.1 Ursache – konstruktive Anisotropien

In Kapitel 5 wurde nachgewiesen, dass die störende Anisotropie ($h = -2$) auf die konstruktiven Eigenschaften des Motors zurückzuführen ist. Andere Motortypen können entsprechend völlig andere Anisotropien dieses Types aufweisen. Soll die sensorlose Regelung für möglichst viele Motortypen nutzbar sein, müssen Strategien entwickelt werden, die mit vertretbarem Aufwand auf unterschiedlichste Motortypen angepasst werden können.

6.1.2 Lösung - Modell mit mehreren Anisotropien

In [23] wurden mehrere Anisotropien in Kombination mit einem Beobachtermodell des mechanischen Systems zur Bestimmung der Rotorposition erfolgreich eingesetzt. Es wurden alle Anisotropien des Motors als Modell hinterlegt. Durch den Vergleich des gemessenen hochfrequenten Gegensystems mit den hinterlegten Modelldaten über ein Kreuzprodukt wurde eine Fehlergröße erzeugt und über einen Regler auf das Beobachtermodell aufgeschaltet. Als bessere Alternative wurde in [23] außerdem ein System vorgestellt, welches alle unerwünschten Anisotropien entkoppelt und anschließend die Fehlergröße für den Beobachter aus dem Vergleich mit der übrigen, gewünschten Anisotropie gewinnt. Nachteilig an diesen Verfahren ist jedoch, dass die Parameter des mechanischen Systems genau bekannt sein müssen, was bei einer industriellen Anwendung mit wechselnder Belastung kaum möglich ist. Deshalb wurde aus [23] nur die Idee des Anisotropiemodells übernommen.

Alle zur Erstellung eines Anisotropiemodells nötigen Werkzeuge wurden schon in vorhergehenden Kapiteln bereitgestellt. Ein Motormodell, welches von mehreren voneinander unabhängigen Anisotropien ausgeht, führt mittels Demodulation des

hochfrequenten Stromraumzeigers auf Gleichung 4.3. Es ist offensichtlich, dass die korrekten Positionssignale durch Entkopplung der unerwünschten Stromanteile aus dieser Gleichung gewonnen werden können:

$$\underline{i}_{hg2}^{hg} = \underline{i}_{hg}^{hg} - \sum |i_{hgi}| \cdot e^{j(h_i\omega t + \varphi_i)} = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma q} - L_{\sigma d})e^{j(2\omega t + \frac{\pi}{2})} \right) \quad 6.1$$

Voraussetzung für die Anwendung der Gleichung 6.1 sind detaillierte Kenntnisse über die im Gegensystem des HF-Stromraumzeigers entstehenden Harmonischen. D.h. Amplituden $|i_{hgi}|$ und Phasenlagen φ_i der zu entkoppelnden Harmonischen müssen experimentell ermittelt werden. Dieser Schritt der Modellsynthese wurde im Kapitel 4.5.2 schon abgehandelt. Die dort in Abbildung 4.10 dargestellten Verläufe für Amplitude und Phasenlage der jeweiligen Harmonischen wurden in Form einer look-up-table fest hinterlegt und bilden das Herzstück des Anisotropiemodells. An dieser Stelle soll darauf hingewiesen werden, dass am verwendeten Hybridschrittmotor neben der Abhängigkeit vom Grundswingungsstrom auch eine Drehzahlabhängigkeit der störenden Anisotropien festzustellen war. Diese Drehzahlabhängigkeit wird mit zunehmender Drehzahl immer dominanter, kann aber vernachlässigt werden, sofern eine Umschaltung auf ein anderes Verfahren rechtzeitig erfolgt. Um den erheblichen Mehraufwand einer look-up-table mit zwei Eingangsparametern zu vermeiden, ist eine sehr genaue Strommessung, die z.B. das Verfahren der *Integration der induzierten Spannung* bei möglichst kleinen Drehzahlen erlaubt, deshalb zwingend nötig.

Die zweite Komponente des Anisotropiemodells stellt der Vektordreher dar. Dieser generiert aus der Amplitude $|i_{hgi}|$ und dem Winkel $\varphi(i_{hgi}) + h_i \cdot \omega t$ für jede Rotorposition die entsprechenden Stromkomponenten der Anisotropie i im Gegensystem des hochfrequenten Stromraumzeigers. Durch die Subtraktion der so entstehenden Raumvektoren vom Gesamtvektor können die gewünschten Positionssignale aus dem Gesamtsignal extrahiert werden:

$$\underline{i}_{hg2}^{hg} = \underline{i}_{hg}^{hg} - \sum |i_{hgi}| \cdot e^{j(h_i\omega t + \varphi_i)} \quad 6.2$$

Die zur Realisierung des Anisotropiemodells umgesetzte Blockstruktur ist in Abbildung 6.1 dargestellt, wobei für den verwendeten Hybridschrittmotor nur die Anisotropie $h_i = -2$ als look-up-table hinterlegt werden musste.

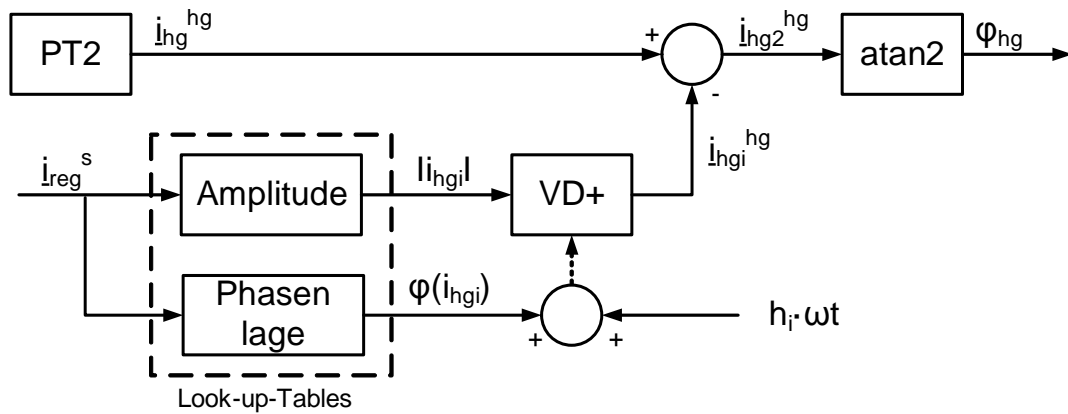
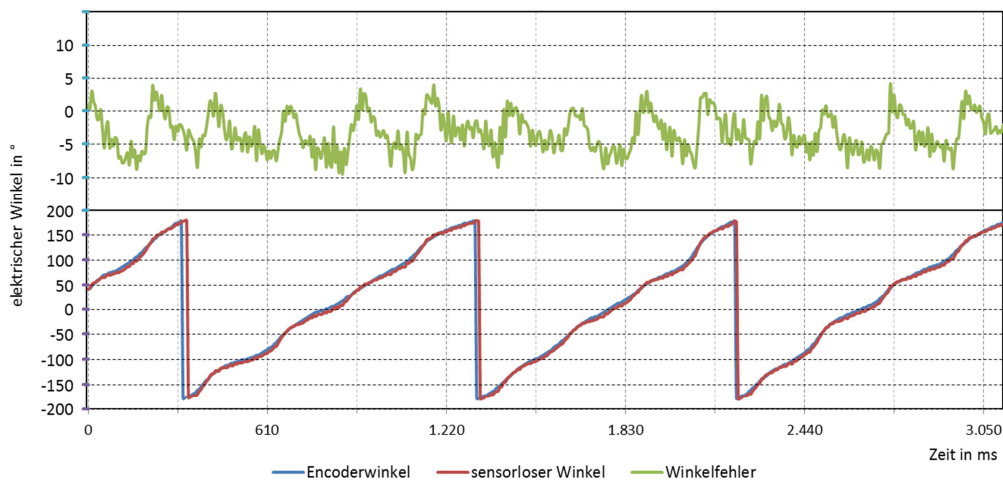


Abbildung 6.1: Kompensation störender Anisotropien mittels Anisotropiemodell

6.1.3 Ergebnisse

Die Einbindung der in Abbildung 6.1 dargestellten Struktur in das vorhandene sensorlose Modell führt zu einer entscheidenden Verbesserung der Genauigkeit der hochfrequenten Positionssignale. Der Verlauf des Encoderwinkels, des sensorlos ermittelten Winkels und der daraus resultierende Winkelfehler sind in Abbildung 6.2 für mehrere elektrische Umdrehungen im Encoderbetrieb abgebildet.

Abbildung 6.2: Winkelfehler mit Anisotropiemodell im Encoderbetrieb bei $I=I_n$

Die Welligkeit ist auf den nicht-sinusförmigen Verlauf des Drehmoments im HSM [57] zurückzuführen, welcher wiederum durch die sich ändernde effektive Luftspaltbreite beim Wechsel von Rastposition zu Rastposition entsteht (vgl. Abbildung 4.1). Die damit einhergehende nicht-sinusförmige Verteilung der Induktion entlang des Luftspalts wurde jedoch im hochfrequenten Maschinenmodell, welches zur Berechnung des sensorlosen Winkels dient, nicht berücksichtigt. Die Schwingung des sensorlosen Winkels mit der 4-fachen elektrischen Frequenz (s. Abbildung 6.2 oben) mit etwa $\pm 5^\circ$ lässt sich somit erklären.

Theoretisch kann auch dieser noch vorhandene Fehler, durch die Erweiterung des Anisotropiemodells um alle störenden Frequenzen (z.B. $h=6, -6, 12, -12$), beseitigt werden. Allerdings sind diese mit einer Amplitude von 1-4mA so klein, dass besonders im Falle der Phasenlagen nur ein unzureichend genaues Modell erstellt werden kann. Im Encoder-Betrieb konnte mit diesem erweiterten Modell eine minimale Verbesserung erzielt werden. Da jedoch im sensorlosen Betrieb die Ungenauigkeiten des Modells für die 6. und 12. Harmonische durch Fehler im Schätzwinkel stark zunehmen ($\Delta\gamma = 5^\circ \rightarrow \Delta\varphi_6 = 30^\circ$), ist davon auszugehen, dass im sensorlosen Betrieb keine Verbesserung durch die Erweiterung des Modells erreicht werden kann.

Beim Versuch dies zu überprüfen, zeigt sich, dass die Eliminierung der störenden Anisotropien im sensorlosen Betrieb nur unzureichend funktioniert. Der Betrieb in stabilen Arbeitspunkten ist nun möglich, aber wie Abbildung 6.3 zeigt, sind die dabei auftretenden Winkelfehler mit bis zu 30° nicht akzeptabel. Drehzahl null ist an bestimmten Rotorpositionen nicht möglich und führt an diesen Stellen zum Systemversagen. Dynamische Lastwechsel überfordern die sensorlose Regelung zudem immer noch und führen zum Totalversagen, was auf eine Instabilität des Gesamtsystems hindeutet. Eine Analyse dieses neu entdeckten Phänomens und die dazu entwickelte Lösungsstrategie werden im folgenden Unterkapitel behandelt.

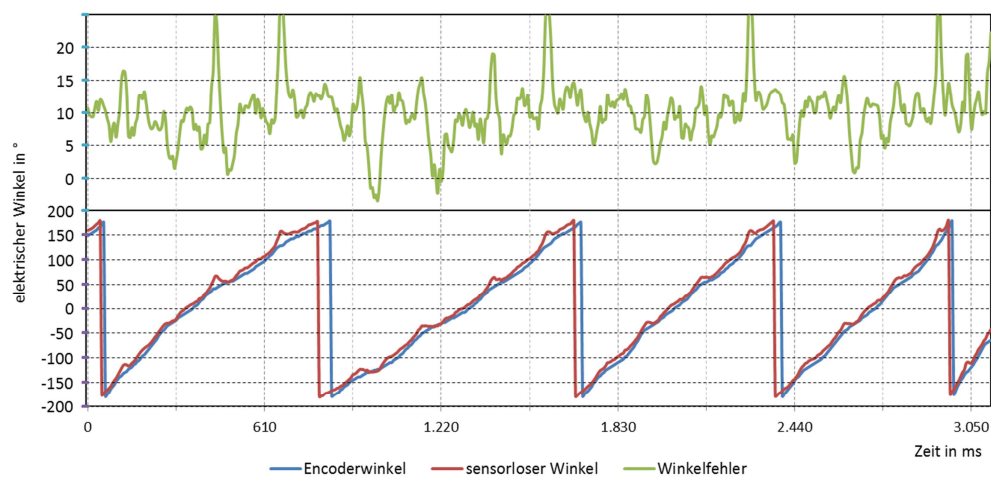


Abbildung 6.3: Winkelfehler mit Anisotropiemodell im sensorlosen Betrieb bei $I=I_n$

6.2 Instabilität des sensorlosen Modells

6.2.1 Ursachen

Bei genauerer Betrachtung von Abbildung 6.3 fällt auf, dass der Winkelfehler an 4 spezifischen Rotorpositionen jeweils besonders ausgeprägt ist. Dieses periodische Verhalten wird durch die Interaktion der gewünschten +2-Harmonischen mit der unerwünschten -2-Harmonischen im Gegensystem des HF-Stromes erzeugt. Für eine einfache Demonstration dieses Mechanismus soll im Folgenden angenommen werden, dass die Phase beider Harmonischen Null ist. Das HF-Gegensystem, bestehend aus beiden Harmonischen, kann somit als

$$\underline{i}_{hg}^{hg} = |i_{-2}| \cdot e^{j(-2\omega t)} + |i_2| \cdot e^{j(2\omega t)} \quad 6.3$$

beschrieben werden. Mithilfe der Eulerformel kann Gl. 6.3 in komplexe Komponenten zerlegt werden:

$$\underline{i}_{hg}^{hg} = \{|i_{-2}| \cdot \cos(-2\omega t) + |i_2| \cdot \cos(2\omega t)\} + j\{|i_{-2}| \cdot \sin(-2\omega t) + |i_2| \cdot \sin(2\omega t)\} \quad 6.4$$

Durch die Umformung mit den Identitäten $\cos(-2\omega t) = \cos(2\omega t)$ und $\sin(-2\omega t) = -\sin(2\omega t)$ kann die Amplitude des Gesamtsignals beschrieben werden als

$$|\underline{i}_{hg}^{hg}| = \sqrt{\{(|i_2| + |i_{-2}|) \cdot \cos(2\omega t)\}^2 + \{(|i_2| - |i_{-2}|) \cdot \sin(2\omega t)\}^2}. \quad 6.5$$

Da die Amplituden $|i_2|$ und $|i_{-2}|$ im Falle des eingesetzten HSM nahezu gleich groß sind (siehe Abbildung 4.10) ist der Anteil von $\{(|i_2| - |i_{-2}|) \cdot \sin(2\omega t)\}^2$ an der Gesamtamplitude sehr klein. Als Konsequenz erreicht das verzerrte Positionssignal, bestehend aus beiden Harmonischen, ein Maximum bei $|\cos(2\omega t)| = 1$ und ein Minimum bei $|\cos(2\omega t)| = 0$. Dies geschieht vier Mal in jeder elektrischen Umdrehung, wie schon im Abschnitt 4.5.1 am magnetischen Fingerabdruck des HSM zu sehen war (siehe dazu Abbildung 4.9). An Rotorpositionen mit einer minimalen Gesamtamplitude ist die sensorlose Regelung besonders anfällig, da in diesem Fall schon sehr kleine Fehler im Kompensationswinkel der Kreuzsättigung und im Anisotropiemodell massive Verwerfungen im sensorlosen Winkel verursachen können. Diese Einflüsse werden in den folgenden Abschnitten genauer untersucht.

6.2.1.1 Fehlorientierung beeinflusst Achsverschiebung

Die erste offensichtliche Fehlerquelle für die Instabilität des sensorlosen Modells ist die Kreuzsättigung. In Abschnitt 3.5.6 wurde eine experimentell ermittelte Kurve zur Kompensation der Achsverschiebung aufgrund der Kreuzsättigung hinterlegt. Diese Kurve

gilt jedoch nur für den Fall, dass es keine Abweichung zwischen der geschätzten und der tatsächlichen q-Achse gibt. Ist dies doch der Fall, so stehen die überlagernden Magnetfelder, jeweils hervorgerufen durch die Permanentmagneten und den vorgegebenen Strom, nicht mehr senkrecht aufeinander. Dementsprechend ändert sich auch Richtung und Amplitude des resultierenden Gesamtfeldes und die daraus folgende Verschiebung der magnetischen Achse.

Um eine qualitative Aussage über die Auswirkungen dieses Effekts auf die Stabilität des Systems treffen zu können, muss im Encoderbetrieb absichtlich entlang einer fehlorientierten q-Achse drehmomentbildender Strom unterschiedlicher Amplitude eingespeist werden. Die Messergebnisse zur resultierenden Achsverschiebung durch Kreuzsättigung sind für unterschiedliche Fehlwinkel in Abbildung 6.4a dargestellt:

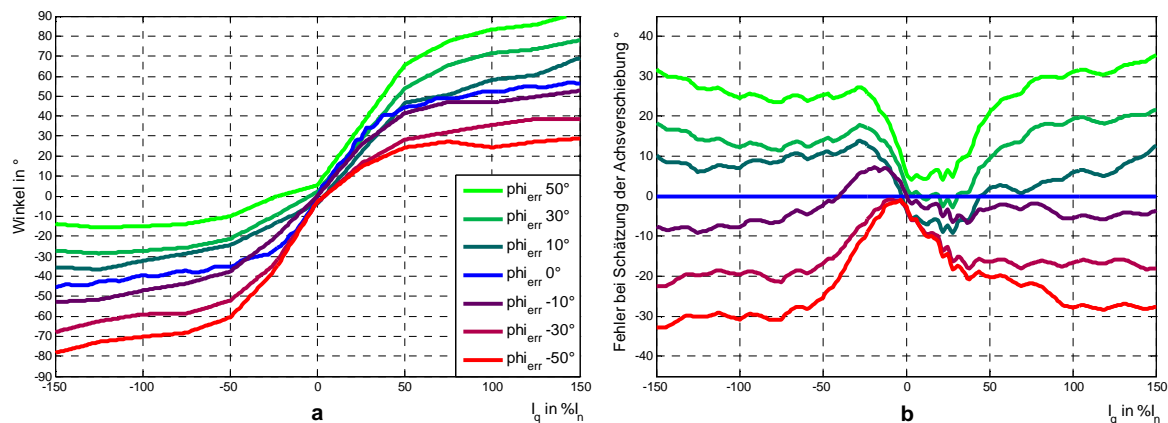


Abbildung 6.4: Einfluss der Fehlorientierung auf die Kreuzsättigung

Abbildung 6.4 zeigt, dass ein positiver Winkelfehler bei Einspeisung eines positiven I_q dazu führt, dass die Achsverschiebung mit der Referenzkurve ($\varphi_{err}=0^\circ$) nicht ausreichend kompensiert werden kann. Dementsprechend muss die Winkeldifferenz zwischen Referenzkurve und tatsächlicher Achsverschiebung (vgl. Abbildung 6.4b) zusätzlich auf den schon bestehenden Winkelfehler aufgeschlagen werden.

Für $\varphi_{err}=50^\circ$ würde sich der Gesamtfehler der Rotororientierung bei Nennstrom aufgrund der fehlerhaften Kompensation der Kreuzsättigung somit auf 80° erhöhen. Gleiches Verhalten kann in allen möglichen Arbeitspunkten (I_q positiv und negativ, φ_{err} positiv und negativ) beobachtet werden. D.h. alle auftretenden Winkelfehler werden aufgrund des Motorverhaltens unweigerlich verstärkt.

Dieses Ergebnis ist wenig hilfreich und suggeriert, dass ein stabiler sensorloser Betrieb kaum möglich ist. Deshalb werden stattdessen die Messergebnisse unter der Annahme, dass keine

Orientierungsfehler, die nicht durch eine fehlerhafte Kompensation der Kreuzsättigung auftreten, vorhanden sind, nochmals analysiert. Unter diesen Bedingungen gibt es zwei Möglichkeiten:

- Der durch φ_{err} entstehende Winkelfehler ist größer φ_{err} selbst. Die Fehlorientierung nimmt zu und das System wird instabil.
- Der durch φ_{err} entstehende Winkelfehler ist kleiner als φ_{err} selbst. Demnach muss die Fehlorientierung kleiner werden und das System konvergiert.

Ausgehend von Abbildung 6.4b ist der durch φ_{err} verursachte Fehler bei der Schätzung der Achsverschiebung für alle $|\varphi_{\text{err}}| > 10^\circ$ kleiner als φ_{err} selbst. Dementsprechend müssten die maximal auftretenden Orientierungsfehler ebenfalls kleiner als 10° sein, wenn die fehlerhafte Kompensation der Kreuzsättigung die einzige Fehlerursache wäre. Ein Blick auf die in Abschnitt 6.1.3 vorgestellten Ergebnisse zeigt, dass dem nicht so ist und somit mindestens eine weitere Fehlerquelle vorhanden sein muss.

6.2.1.2 Fehlorientierung verzerrt Positionssignale

Die zweite Fehlerquelle der vorhandenen Instabilität ist auf die unzureichende Kompensation der störenden Anisotropie, wie sie im Unterkapitel 6.1 durchgeführt wurde, zurückzuführen. Das dort vorgestellte Anisotropiemodell arbeitet nur dann korrekt, wenn kein Winkelfehler auftritt. Dabei müssen zwei Fehlerquellen unterschieden werden:

- Sind das geschätzte und das tatsächliche Rotorkoordinatensystem nicht identisch, wird die ungewünschte Anisotropie aufgrund der falschen Phasenlage des Modells nur zu Teilen kompensiert.
- Die Amplitude und Phase der zu kompensierenden Anisotropien werden durch den Grundschwingungsstrom beeinflusst, sodass die im Modell hinterlegten Werte nicht mehr mit der Realität übereinstimmen.

Beide Fehler überlagern sich und können sich je nach Winkelfehler und Grundschwingungsstrom addieren oder kompensieren. Entsprechende Messungen am Motor mit absichtlicher Fehlorientierung im Encoderbetrieb ergaben die in Abbildung 6.5 und Abbildung 6.6 dargestellten Fehlerverläufe. In allen Diagrammen ist das charakteristische Fehlerverhalten (Fehler schwingt mit 4-facher Rotorfrequenz) zu erkennen, welches auch ohne Anisotropie-Kompensation beobachtet werden konnte (vgl. Abbildung 4.7). Im Falle einer positiven Fehlorientierung (s. Abbildung 6.5) heben sich beide Fehler für positive I_q teilweise auf, während für negative I_q eine deutliche Verstärkung erfolgt. Entsprechend umgekehrte Verhältnisse ergeben sich im Falle einer negativen Fehlorientierung (s.

Abbildung 6.6). Auffällig an dieser Stelle ist, dass ein höherer Grundschwingungsstrom nicht zwangsweise zu einem größeren Modellfehler bei Fehlorientierung führen muss, da beispielsweise in Abbildung 6.5a eine Fehlorientierung von 10° bei $I_q = 0,5I_n$ deutliche größere Fehler verursacht als bei $I_q = 1,0I_n$. Wie stark sich ein Orientierungsfehler auf die Modellgenauigkeit auswirkt, hängt vielmehr davon ab, wie „stabil“ Amplitude und Phase bei einer Auslenkung aus dem jeweiligen Arbeitspunkt sind.

Zusammenfassend kann der Modellfehler aufgrund einer Fehlorientierung den ursprünglichen Fehler je nach Rotorposition deutlich übertreffen oder für bestimmte Winkel-Strom-Paare eine teilweise Kompensation erzeugen. Abbildung 6.5 und Abbildung 6.6 zeigen somit deutlich, dass die Stabilität des Anisotropie-Modells für eine Vielzahl von Betriebszuständen nicht gegeben ist. Die Vorhersage des Verhaltens in einem bestimmten Betriebszustand ist jedoch ohne Nachmessung nahezu unmöglich.

Abbildung 6.7 und Abbildung 6.8 liefern hingegen eindeutigere Ergebnisse. Dort sind die aus dem Anisotropie-Modell entstehenden Winkelfehler bei konstantem Strom für unterschiedliche Fehlorientierungen über eine elektrische Rotordrehung aufgetragen. Demnach gilt besonders im Verstärkungsfall der beiden vorn beschriebenen Fehlerkomponenten, dass mit einer zunehmenden Fehlorientierung des Schätz-KS auch ein steigender Modellfehler einhergeht. Die Stabilität des Modells hängt dabei maßgeblich von der momentanen Rotorposition ab. Die Periodizität des Modellfehlers legt nahe, dass es für jeden spezifischen Arbeitspunkt 4 markante Bereiche während einer Rotorumdrehung gibt, die besonders instabil sind.

Auch für das Anisotropie-Modell kann unter der Annahme, dass keine zusätzlichen Fehler im System auftreten, folgende Abschätzung bezüglich der Stabilität gemacht werden:

- Ist der durch φ_{err} entstehende Winkelfehler im Anisotropie-Modell größer als φ_{err} selbst, nimmt die Fehlorientierung zu \rightarrow das System wird instabil.
- Ist durch φ_{err} entstehende Winkelfehler im Anisotropie-Modell kleiner als φ_{err} selbst, muss die Fehlorientierung kleiner werden \rightarrow das System konvergiert.

Entgegen der konvergenten Fehlorientierung durch Achsverschiebung ist das Anisotropie-Modell in bestimmten Bereichen tatsächlich instabil. Beispielsweise beträgt der Modellfehler in Abbildung 6.7b ($I_q = 1,5I_n$) bei einer Fehlorientierung $\varphi_{err} = 10^\circ$ für Rotorwinkel $\gamma = 20^\circ + k * 90^\circ$ schon über 20° . Die somit im nächsten Schritt gegebene Fehlorientierung von $\varphi_{err} = 20^\circ$ ergibt jedoch einen Modellfehler über 30° . Der Fehlwinkel läuft weg; Das

System ist an dieser Stelle instabil. Abbildung 6.7a ($I_q = 0,75I_n$) zeigt, dass das System für kleinere Grundschwingungsströme auf der gleichen Rotorposition stabil bleibt, solange eine maximale Fehlorientierung nicht überschritten wird. Hier ergibt $\varphi_{err} = 10^\circ$ nämlich einen Modellfehler von unter 10° . D.h. die Fehlorientierung konvergiert hin zu kleineren Winkeln, sofern keine weiteren Fehlerquellen eine Rolle spielen. Wird durch einen zweiten Fehler oder eine kurze Messstörung die Fehlorientierung jedoch auf $\varphi_{err} = 20^\circ$ erhöht, ist der entstehende Modellfehler wieder deutlich größer als 20° . Auch in diesem Fall kommt es zum Versagen des Modells.

So kann zwar generell angenommen werden, dass die zulässige Fehlorientierung mit steigendem Grundschwingungsstrom immer kleiner werden muss, um die Konvergenz des Anisotropie-Modells zu gewährleisten, aber für eine klare Absteckung der Grenzen wären unzählige Messungen für unterschiedliche Ströme und Fehlorientierungen nötig. Da dies weder zielführend noch zweckmäßig ist, soll an dieser Stelle darauf verzichtet werden.

Nachdem jetzt alle relevanten Fehlerquellen ausreichend identifiziert sind, kann im nächsten Abschnitt eine geeignete Lösungsstrategie entwickelt werden.

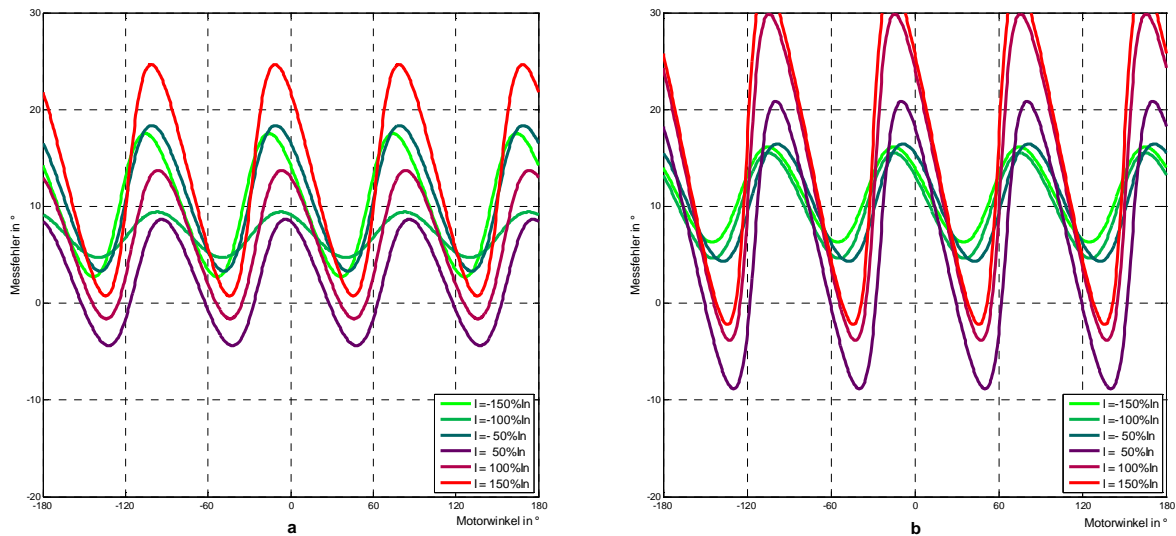
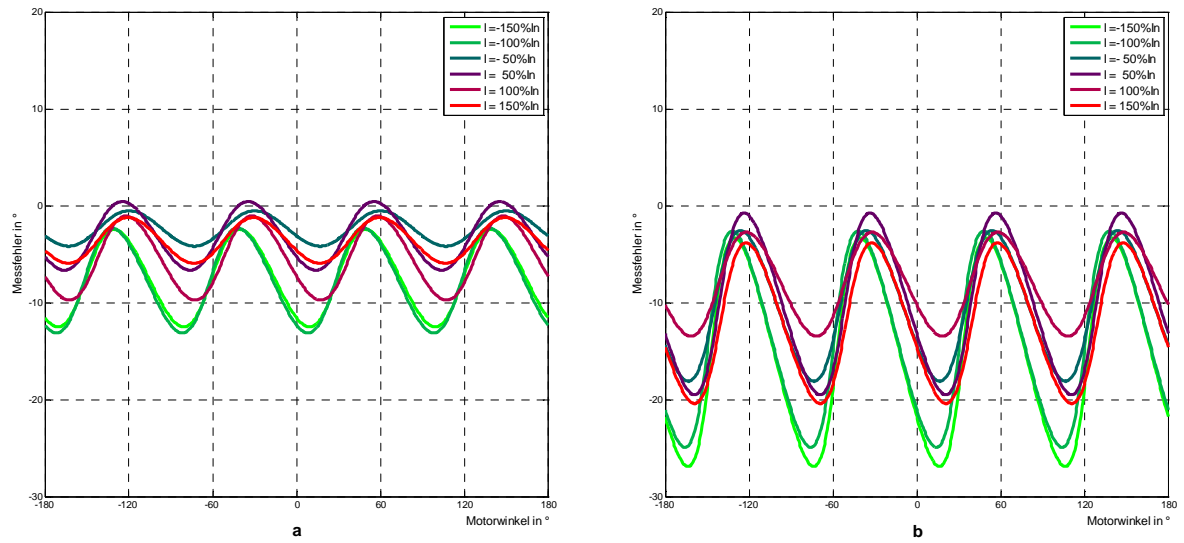
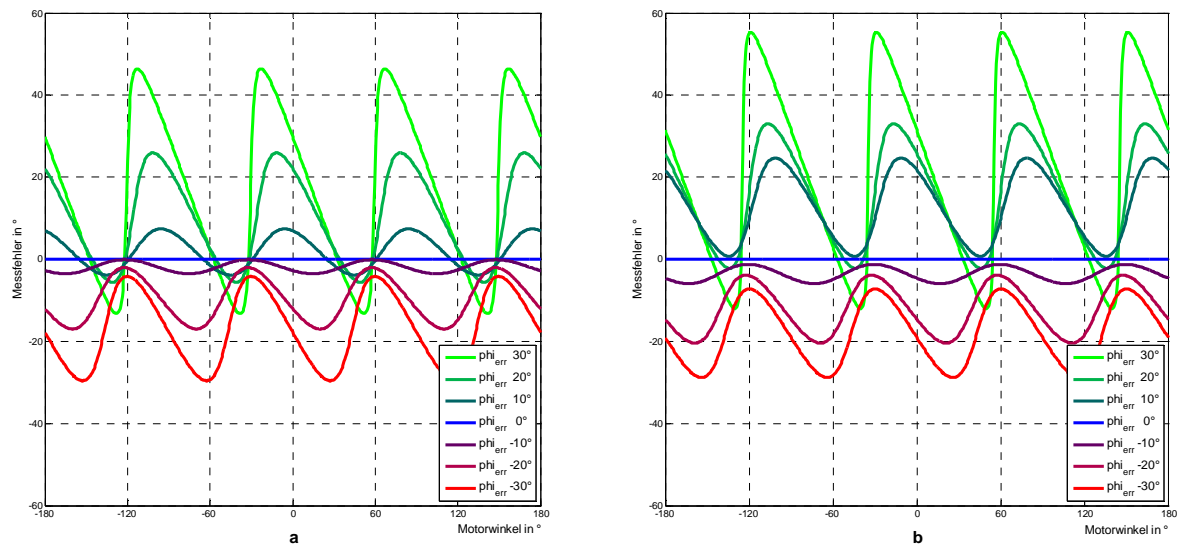


Abbildung 6.5: Fehler des sensorlosen Modells für (a) $\varphi_{err} = 10^\circ$ und (b) $\varphi_{err} = 20^\circ$

Abbildung 6.6: Fehler des sensorlosen Modells für (a) $\phi_{err} = -10^\circ$ und (b) $\phi_{err} = -20^\circ$ Abbildung 6.7: Fehler des sensorlosen Modells für (a) $I = 0,75I_n$ und (b) $I = 1,5I_n$

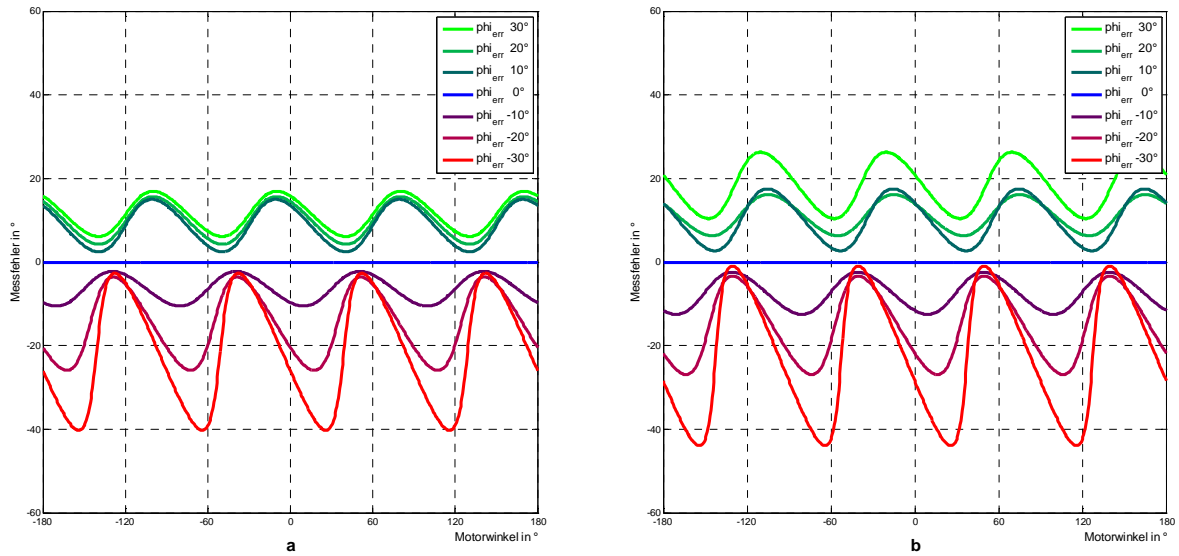


Abbildung 6.8: Fehler des sensorlosen Modells für (a) $I = -0,75I_n$ und (b) $I = -1,5I_n$

6.2.2 Lösung – Regelung des HF-Mitsystems

6.2.2.1 Theoretischer Hintergrund

Aufbauend auf der in Abschnitt 3.5.4 gewonnenen Erkenntnis, dass die Polarität der Magnetachse durch die Änderung der HF-Amplitude bei Einspeisung eines d-Stromes in positiver und negativer Richtung ermittelt werden kann, liegt es nahe, dass umgekehrt eine Aussage über die Lage des Stromraumzeigers gemacht werden kann, wenn die Polarität der Rotorachse bekannt ist.

Zu diesem Zweck soll die in Abschnitt 3.5 abgeleitete Gleichung zur theoretischen Beschreibung des hochfrequenten Mitsystems im Standardmodell genauer untersucht werden:

$$\dot{i}_{hm} = \frac{U_h}{2(\omega_h - \omega)L_{\sigma d}L_{\sigma q}} \left((L_{\sigma d} + L_{\sigma q})e^{j\left(-\frac{\pi}{2}\right)} \right) \quad 6.6$$

In den vorangegangenen Kapiteln wurde die Stromabhängigkeit von $L_{\sigma d}$ und $L_{\sigma q}$ nachgewiesen. Dies äußerte sich unter anderem in der Änderung der Kreuzsättigung bei Einspeisung von I_q entlang einer fehlorientierten q-Achse. Entsprechend dieser Beobachtung (Änderung von $L_{\sigma d}$ und $L_{\sigma q}$ bei Fehlorientierung des Grundschwingungsstromes), muss auch in Gl. 6.6 eine Änderung stattfinden. Die Aufteilung des Gesamtstromes in d- und q-Anteil erfolgt entsprechend des Schätzfehlers φ_{err} :

$$i_q = \cos(\varphi_{err}) \cdot i'_q \quad ; \quad i_d = \sin(\varphi_{err}) \cdot i'_q \quad 6.7$$

Nutzt man für die Beschreibung der Stromabhängigkeit von $L_{\sigma d}$ und $L_{\sigma q}$ Abbildung 5.2 (linearisierte Kurve) ergibt sich unter der Annahme $L_{\sigma d}(i = 0) = L_{\sigma q}(i = 0)$ folgende Abhängigkeit:

$$L_{\sigma q} = L_{q0} - \frac{\Delta L}{\Delta i} \cdot \cos(\varphi_{err}) \cdot i'_q \quad ; \quad L_{\sigma d} = L_{d0} - \frac{\Delta L}{\Delta i} \cdot \sin(\varphi_{err}) \cdot i'_q \quad 6.8$$

Unter Vorgabe von $U_h=10V$, $\omega_h = 20584 \frac{1}{s}$ und $\omega = 0 \frac{1}{s}$ erzeugt Gl. 6.6 das Kennlinienfeld des hochfrequenten Mitsystems für verschiedene i'_q und φ_{err} , wie in Abbildung 6.9 a) dargestellt. Es ist ersichtlich, dass der Betrag des hochfrequenten Mitsystems für kleine i'_q unempfindlich gegenüber Winkelfehlern ist, während mit zunehmenden i'_q Winkelfehler φ_{err} zunehmend stärkeren Einfluss auf das hochfrequente Mitsystem ausüben. Entsprechend lässt sich mit Hilfe des Anstieges jeder Kennlinie der Korrekturfaktor berechnen, welcher zur direkten Kompensation eines auftretenden Winkelfehlers genutzt werden kann (vgl. Abbildung 6.9 b)).

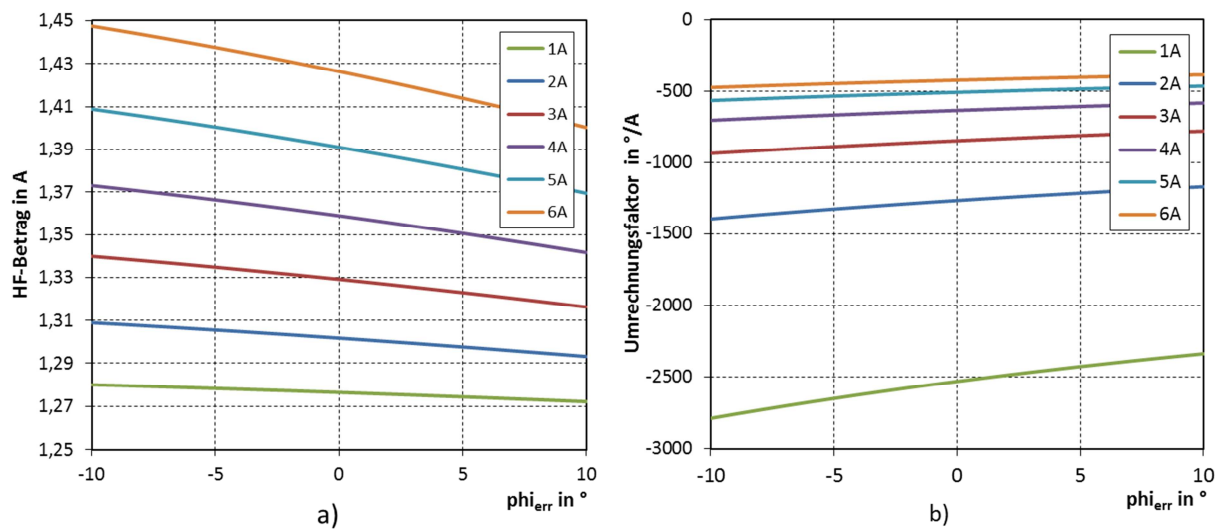


Abbildung 6.9: HF-Mitsystem (a) und Korrekturfaktor zur Fehlerkompensation (b)

6.2.2.2 Umsetzung

Eine Vergleichsmessung am realen System (vgl. Abbildung 6.10) zeigt sehr deutlich, dass eine direkte Umsetzung der theoretischen Zusammenhänge nicht möglich ist. Zwar sind die prinzipiellen Tendenzen der Kennlinienverläufe der theoretischen Vorhersage ähnlich, aber weder Amplitude noch Anordnung der einzelnen Kennlinien zueinander stimmen überein. Die Diskrepanz der Amplitude zwischen theoretischer Berechnung und Messung ist darauf zurückzuführen, dass Gl. 6.6 aus dem Standardmodell hervorgeht, welches keine

veränderlichen Induktivitäten und auch keine Streuflusspfade berücksichtigt. Zudem gibt es im System noch eine weitere Störgröße, die ebenfalls einen Einfluss auf die Amplitude des HF-Mitsystems hat: Abhängig von der Temperatur des Testmotors verschiebt sich das gesamte Kennlinienfeld nach oben oder unten. In Abbildung 6.10 ist dies sehr gut an der 5A-Kennlinie zu sehen, welche deutlich zu niedrig liegt. Die entsprechenden Messpunkte wurden im Rahmen der Messreihe als letzte und bei erhöhter Motortemperatur aufgenommen. Genaue Zusammenhänge zwischen Temperatur und HF-Mitsystem können an dieser Stelle nicht geliefert werden, da der verwendete Motor keinen internen Temperatursensor besitzt.

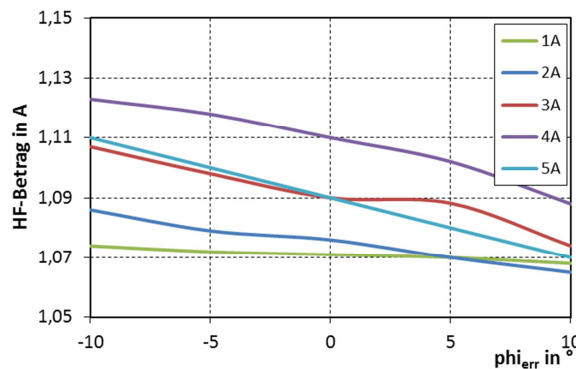


Abbildung 6.10: Gemessene Abhängigkeit zwischen HF-Mitsystem und Winkelfehler

Die Herausforderung besteht somit darin, eine Struktur zu entwickeln, welche die zu erwartende HF-Mitsystem Amplitude für $\varphi_{err} = 0^\circ$ unabhängig von Temperatur und Wechselwirkungen mit veränderlichen Induktivitäten korrekt ermittelt. Da die Anstiege des Kennlinienfeldes sehr gut mit der theoretischen Vorhersage korrelieren, kann anschließend mit Hilfe von Abbildung 6.9 b) ein Korrekturwinkel für den jeweiligen Momentanwert des HF-Mitsystems ermittelt werden. Zur Realisierung dieser Aufgaben wurde die in Abbildung 6.11 dargestellte Blockstruktur entwickelt und implementiert. Sie besteht aus einer vorgelagerten Einheit zur Signalanalyse und einem einfachen P-Regler. Aus dem Momentanwert des HF-Mitsystems $|i_{hm}|$ und dem erwarteten Betrag $|i_{avg}|$ für $\varphi_{err} = 0^\circ$ wird die Fehlergröße $\Delta|i_{hm}|$ erzeugt. Diese wird anschließend als Eingang eines des P-Reglers, dessen Verstärkung mit Hilfe einer Look-up-Table adaptiv an den Grundschwingungsstrom angepasst wird, verwendet, um den Korrekturwinkel φ_{Komp} zu berechnen.

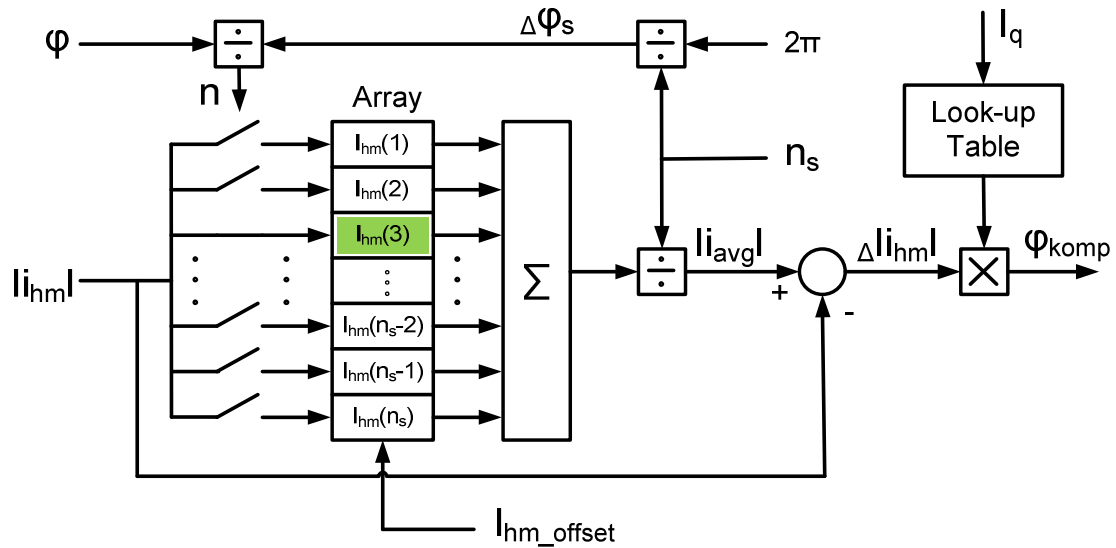


Abbildung 6.11: HF-Mitsystem-Regler

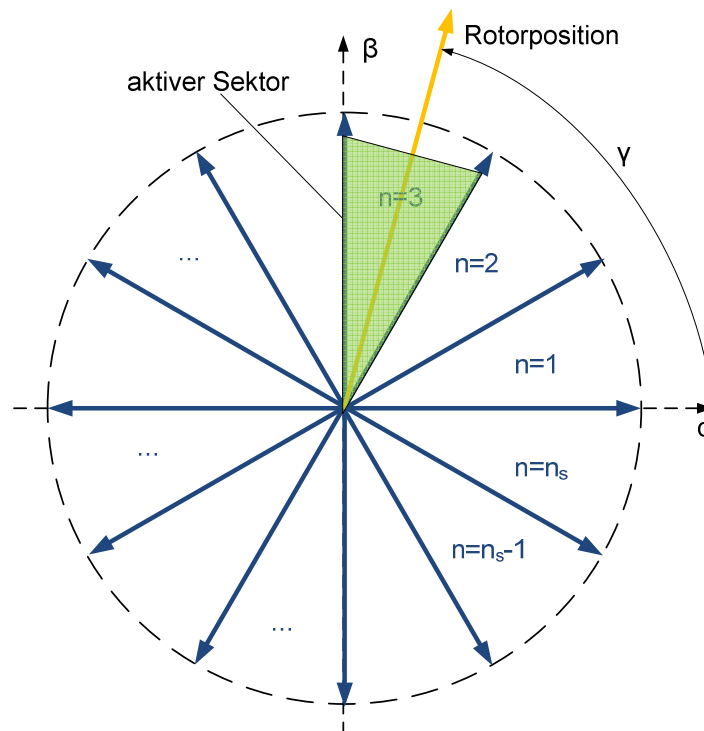


Abbildung 6.12: Sektorauswahl für HF-Mitsystem-Regler

Die Generierung des Referenzwertes $|i_{avg}|$ erfolgt ausschließlich aus gemessenen Motordaten. Der Stator wird in Sektoren eingeteilt, wobei für ausreichende Genauigkeit die Anzahl $n_s = 32$ nicht unterschritten werden sollte. Jedem Sektor ist im Speicher-Array eine eigene Zelle zugewiesen, welche mit dem aktuellen HF-Mitsystem-Betrag überschrieben wird, solange sich der Rotor im entsprechenden Sektor aufhält. Dieser Zusammenhang wird in Abbildung 6.12 für den Fall $n_s = 12$ an einem Beispiel verdeutlicht: Der Rotor steht im

Winkelsegment des Sektors 3, entsprechend wird Zelle 3 im Array des HF-Mitsystem-Reglers überschrieben (vgl. Abbildung 6.11). Alle anderen Zellen behalten den letzten, vor Verlassen des jeweiligen Sektors gespeicherten, Wert bei. Der Mittelwert über alle Arrayzellen dient schließlich als Referenzwert.

Das vorgestellte Verfahren zur Ermittlung des Referenzwertes funktioniert jedoch nur korrekt, wenn der mittlere Winkelfehler über alle Sektoren etwa 0 beträgt. Um dies zu gewährleisten, müssen vor Anlauf des Motors alle Zellen mit dem Wert des zum Einschaltzeitpunkt aktiven Sektors beschrieben werden. Da die auftretenden Winkelfehler ohne Grundswingungsstrom sehr klein sind, ist der dabei entstehende Fehler akzeptabel.

Im laufenden Betrieb sind Sprünge im Grundswingungsstrom ein Problem, da der Motor erst eine volle elektrische Umdrehung durchführen muss, bevor wieder der korrekte Mittelwert für das veränderte I_q ermittelt werden kann. Je nach Größe des Sprungs führt dies entweder zu kurzzeitigen Ungenauigkeiten im Schätzwinkel oder zum Versagen der sensorlosen Methode. Um dies zu vermeiden, muss die Dynamik des Systems durch Rampen begrenzt werden oder der Inhalt aller Arrayzellen um den Offset im HF-Mitsystem verschoben werden, der durch die Änderung im Grundswingungsstrom ausgelöst wird. Da eine Einschränkung der Systemdynamik generell unerwünscht ist, wurde die letztere Variante bevorzugt. Im einfachsten Fall wird der benötigte Offset durch die Messung der HF-Mitsystem-Amplitude bei unterschiedlichen Grundswingungsströmen gemessen und anschließend als Tabelle im Controller hinterlegt. Der gemessene Offset steigt nahezu linear mit dem Grundswingungsstrom, weshalb aus dem Anstieg dieser Kennlinie ein Korrekturfaktor berechnet wurde. Die Multiplikation dieses Faktors mit der Differenz aus aktuellem Grundswingungsstrom und dem zurückliegenden Wert ergibt schließlich den zu korrigierenden Offset für alle nicht aktiven Sektoren des Arrays in Abbildung 6.11:

$$i_{hm_offset} = K_{off} \cdot (i_q(t) - i_q(t - \Delta t)) \quad 6.9$$

Die Funktion des HF-Mitsystem-Reglers ist somit vollständig beschrieben. Zum besseren Verständnis ist die entstandene Gesamtstruktur mit eingebautem HF-Mitsystem-Regler für die sensorlose Berechnung der Rotorposition in Abbildung 6.13 dargestellt. Alle in den folgenden Abschnitten dargelegten Ergebnisse sind unter Verwendung dieser Struktur entstanden.

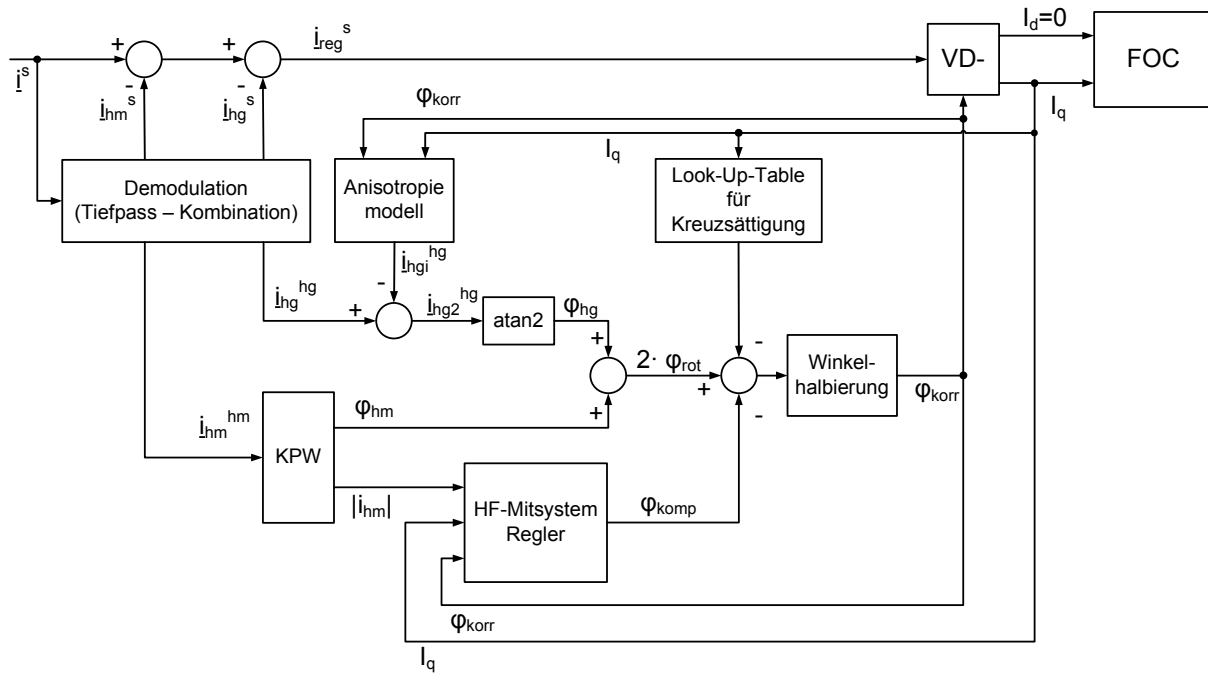


Abbildung 6.13: Gesamtstruktur für sensorlose Berechnung des Rotorwinkels

6.2.3 Funktionsnachweis des HF-Mitsystem-Reglers

Wie in Abbildung 6.10 gezeigt wurde, hat die Temperatur einen massiven Einfluss auf die Amplitude des HF-Mitsystems. Aus diesem Grunde soll an dieser Stelle nochmals explizit der Funktionsnachweis des entworfenen HF-Mitsystem-Reglers für verschiedene Motortemperaturen erbracht werden. So kann auch geklärt werden, ob eventuell vorhandene Temperaturabhängigkeiten der Korrekturfaktoren zur Fehlerkompensation (vgl. Abbildung 6.9b) im realen System ein Problem sind. Zu diesem Zweck wurde der HF-Mitsystem-Regler mit offener Schleife (Korrekturwinkel wurde berechnet, aber nicht auf das sensorlose Modell aufgeschaltet) bei kaltem und heißem Motor getestet. Dieser lief für beide Tests im sensorlosen Betrieb mit Nennstrom 4A.

Die Ergebnisse für kalten Motor (24°C) sind in Abbildung 6.14 zu sehen. Der oberste Graph in Abbildung 6.14 zeigt, dass sich auch kleine Winkelfehler auf den Betrag des HF-Mitsystems auswirken. Der HF-Mitsystem-Regler berechnet aus diesen Veränderungen den Korrekturwinkel (mittlerer Graph). Zu großen Teilen ist der Korrekturwinkel nahezu identisch mit dem tatsächlichen Winkelfehler und würde diesen bei Aufschaltung voll kompensieren. Sobald in der Messung der HF-Mitsystem-Amplitude jedoch Fehler auftreten, funktioniert auch die Korrektur nur noch teilweise (siehe Spitze zwischen 450 und 600ms).

Um den Motor im heißen Zustand zu testen wurde er einfach bei Nennstrom betrieben, bis sich die Oberflächentemperatur des Motors bei 65° eingependelt hatte. Zu diesem Zeitpunkt

wurde Abbildung 6.15 gemessen. Der auffälligste Unterschied zu Abbildung 6.14 ist dabei die Änderung des Mittelwertes der HF-Mitsystem-Amplitude. Eine Amplitudenänderung von 30mA bis 40mA erscheint nicht viel, entspricht aber der gleichen Größenordnung wie sie durch einen Winkelfehler von 30° ausgelöst wird. Trotzdem entspricht der Korrekturwinkel des HF-Mitsystem-Reglers noch immer sehr genau dem tatsächlichen Winkelfehler (vgl. mittleren Zeitverlauf und unteren Zeitverlauf). Daraus lassen sich zwei Schlussfolgerungen ziehen: Die ständige Anpassungen des Referenzwertes $|i_{avg}|$ durch die aktuellen Sektorenströme korrigiert wie gewünscht den -40mA Offset, welcher durch den Temperaturanstieg hervorgerufen wird und die Temperaturabhängigkeit der Korrekturfaktoren ist so klein, dass sie keinen Einfluss auf das Verhalten des HF-Mitsystem-Reglers hat.

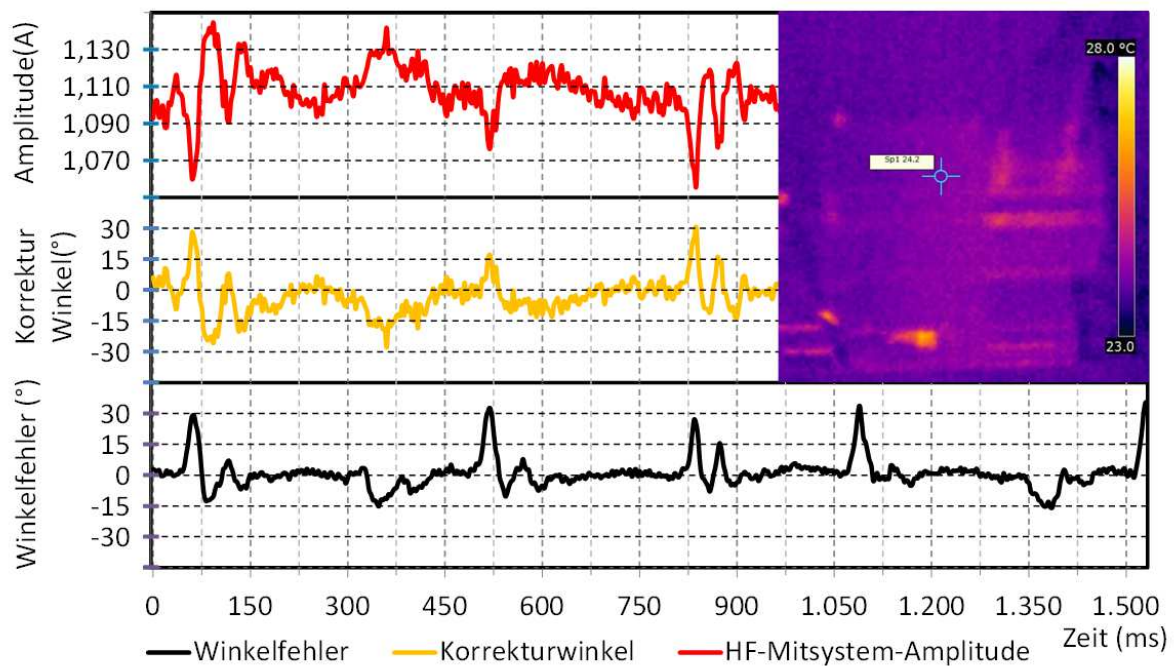


Abbildung 6.14: Verhalten des HF-Mitsystem-Reglers bei kaltem Motor (24°C)

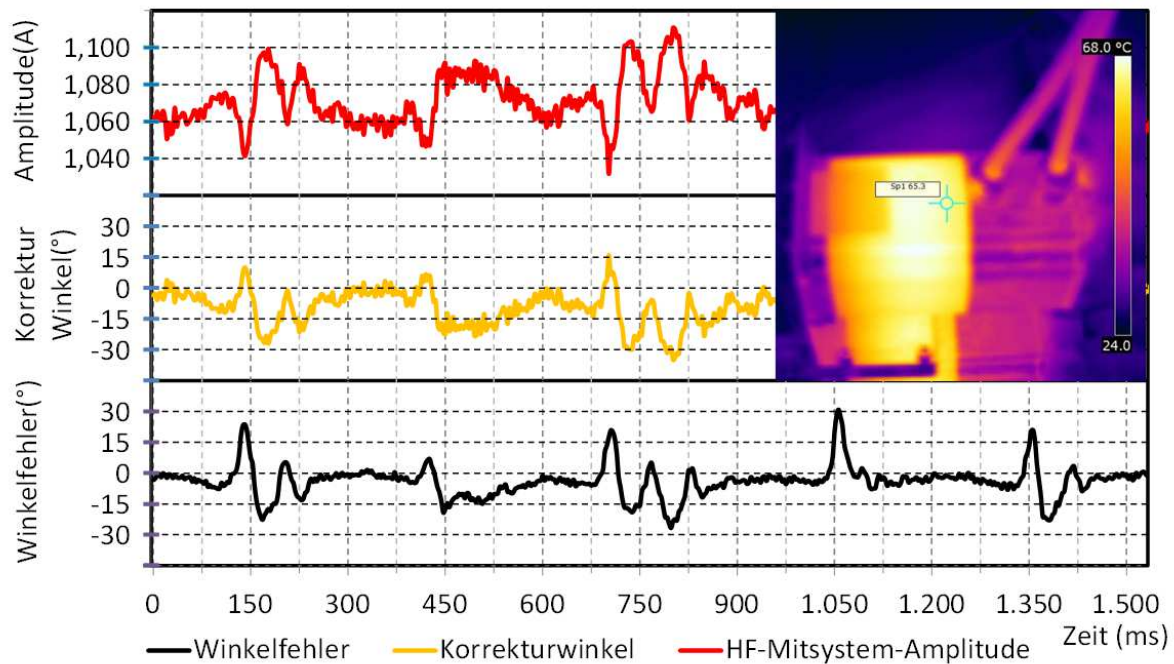


Abbildung 6.15: Verhalten des HF-Mitsystem-Reglers bei heißem Motor (65°C)

6.2.4 Ergebnisse

Um die Funktionalität der implementierten Struktur zu bestätigen, muss nun die Neutralität im Falle $\varphi_{err} = 0^\circ$ nachgewiesen werden. Das heißt die Struktur darf keinen Korrekturwinkel generieren, solange Schätzwinkel und tatsächliche Rotorlage übereinstimmen. Dazu wurde erneut der Winkelfehler des sensorlosen Modells bei Nennstrom im Encoderbetrieb über mehrere elektrische Umdrehungen gemessen, nachdem der HF-Mitsystem-Regler implementiert wurde. Vergleicht man das erhaltene Ergebnis (Abbildung 6.16) mit der Referenz (Abbildung 6.2) sind keine Unterschiede feststellbar; der Regler arbeitet nicht.

Im nächsten Schritt wird auf die sensorlose Regelung mit Anisotropiemodell und HF-Mitsystem-Regler umgeschaltet. Abbildung 6.17 zeigt den entsprechenden Verlauf des Winkelfehlers bei Nennstrom. Die implementierte Struktur erfüllt ihre vorgesehene Aufgabe sehr gut und stabilisiert die sensorlose Regelung. Mal abgesehen von einer Änderung des Offset-Winkels, dessen Ursache im nachfolgenden noch erläutert wird, gibt es keinen Unterschied im Schätzwinkel zwischen sensorlosem Betrieb und Betrieb mit Encoder. Der Motor kann mit dem neuen Verfahren auch an den ursprünglich instabilen Rotorpositionen im Stillstand bis 150% Nennstrom betrieben werden.

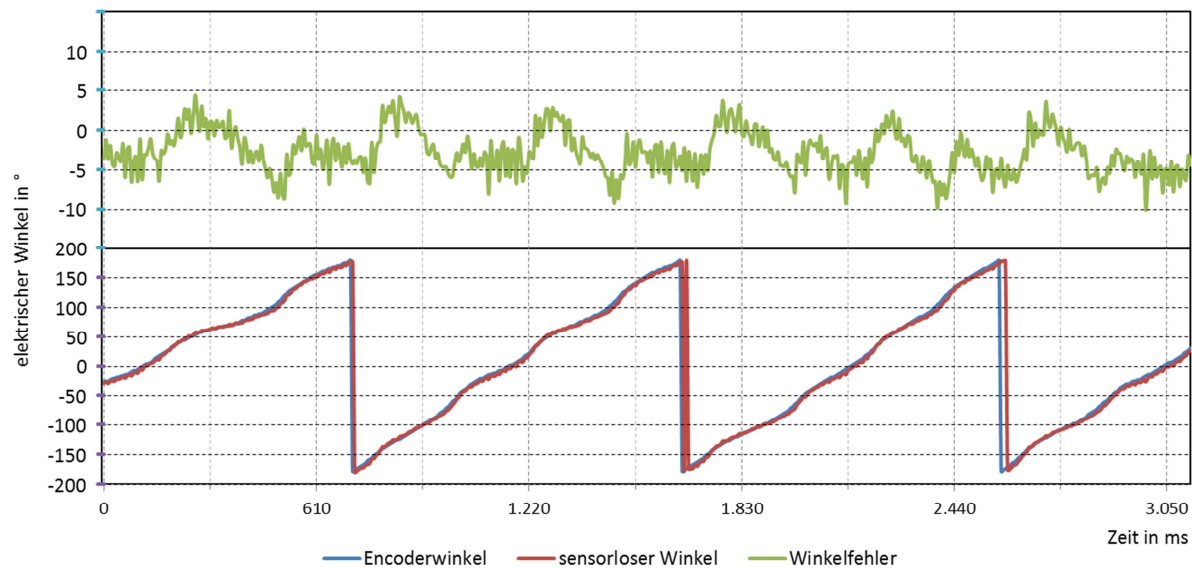


Abbildung 6.16: Winkelfehler mit HF-Mitsystem-Regler im Encoderbetrieb bei $I=I_n$

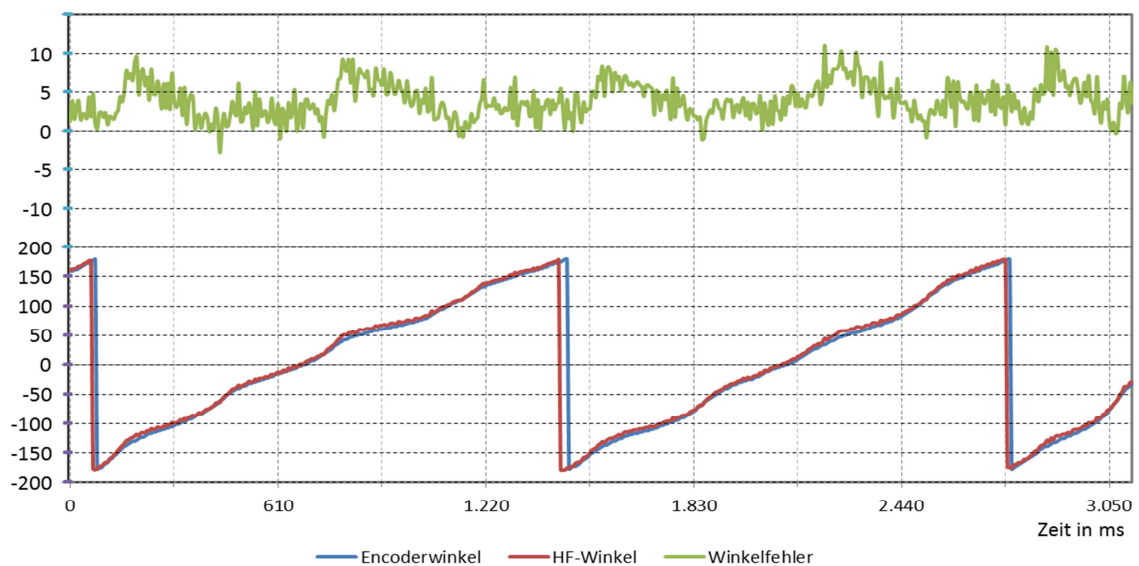


Abbildung 6.17: Winkelfehler mit HF-Mitsystem-Regler im sensorlosen Betrieb bei $I=I_n$

6.3 Variierender Winkelfehler-Offset

Beim Vergleich des Winkelfehlers in Abbildung 6.16 und Abbildung 6.17 fällt auf, dass der Offset des Winkelfehlers von Messreihe zu Messreihe schwankt. Die Variation dieses Winkelfehler-Offset kann nicht auf eine fehlerhafte Initialisierung oder weitere versteckte Fehler im sensorlosen Modell zurückgeführt werden. Eine Messung des Winkelfehlers über eine volle mechanische Umdrehung (siehe Abbildung 6.18) zeigt, dass der Offset zum Encoderwinkel mit der mechanischen Frequenz schwingt.

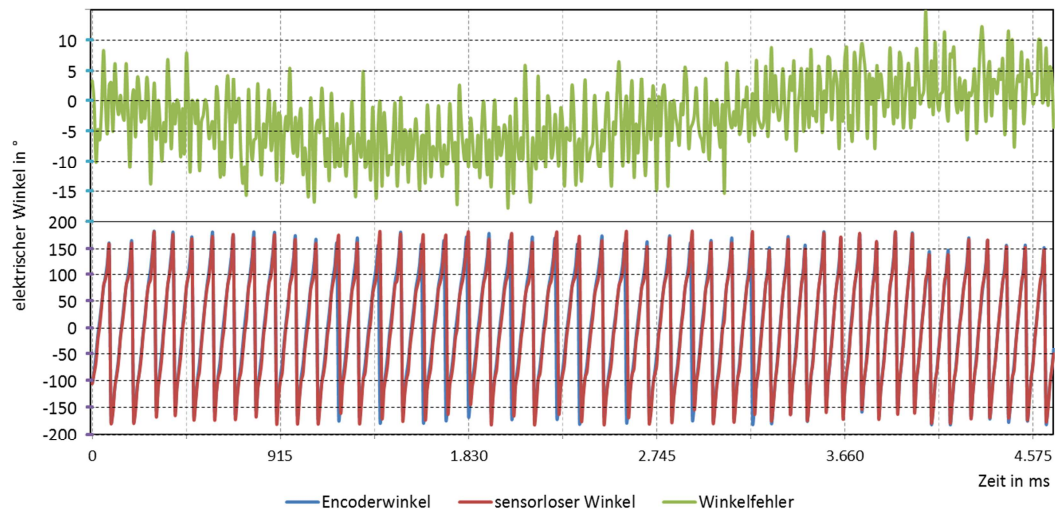


Abbildung 6.18: Winkelfehler-Offset in Abhängigkeit des mechanischen Winkel

Ein Rundlauffehler des Rotors kann dabei als Fehlerquelle ausgeschlossen werden, da sich der daraus entstehende Versatz im Verlauf der Feldlinien für gegenüberliegende Polpaare aufhebt und somit keine zusätzliche Komponente im hochfrequenten Strom erzeugt. Schließlich bleibt nur noch das Referenzsystem als mögliche Fehlerquelle übrig: Jeder Encoder besitzt eine Scheibe, die fest mit der drehenden Achse verbunden ist. Auf dem Umfang ist ein Gitter mit definierten Abständen aufgebracht. Dessen relative Position wird z.B. durch die Auswertung des von ihm reflektierten Lichts mit Hilfe von zwei versetzten Photodetektoren ermittelt. Da die Encoderscheibe nur an einer einzigen Stelle am Umfang ausgewertet wird, kann eine Rundlauffehler der Encoderscheibe dazu führen, dass die Inkremente des Gitters je nach Rotorlage vorzeitig oder verzögert in die Photodetektoren einlaufen. Eine entsprechende Schwingung im Encodersignal ist die Folge. Der maximale Winkelfehler aufgrund der Exzentrizität e der montierten Codescheibe relativ zum Drehzentrum der Welle wird laut [58] mit

$$\Delta\varphi_m = \tan^{-1}\left(\frac{e}{r}\right) \quad 6.10$$

angegeben, wobei r der Radius der Codescheibe ist. Im vorliegenden Motor wird eine Encoderscheibe mit 2cm Radius verwendet. Mit 50 Polpaaren ergibt sich aus dem elektrischen Winkelfehler von 10° (vgl. Abbildung 6.18) ein mechanischer Winkelfehler von $\Delta\varphi_m = 0,2^\circ$. Daraus resultiert eine Exzentrizität der Codescheibe von etwa $70\mu\text{m}$, was durchaus realistisch ist, da Exzentrizitäten bis unter $10\mu\text{m}$ beim derzeitigen Stand der Technik angestrebt werden ([58] S. 34).

7 Dynamik unter Einsatz des HF-Mitsystem-Reglers

Schnelle dynamische Reaktionen stellen für sensorlose Regelungsmethoden im unteren Drehzahlbereich noch immer ein Problem dar. Ursache hierfür sind die Zeitkonstanten der Übertragungsglieder, die zur Demodulation des HF-Stromraumzeigers benötigt werden und die Zeitkonstante der PLL, die benötigt wird, um einen sauberen Winkel aus den sensorlosen Daten zu generieren. Beide Strukturen können nicht beliebig schnell werden, da sonst die für eine stabile Regelung erforderlichen Genauigkeiten nicht erfüllt werden können. Somit gibt es in jeder sensorlosen Methode, die mit hochfrequenten Signalen arbeitet, eine feste Grenze bezüglich der möglichen Dynamik.

In diesem Kapitel soll anhand experimenteller Messungen demonstriert werden, dass der entwickelte HF-Mitsystem-Regler in der Lage ist, diese Grenze in Richtung höherer Dynamik zu verschieben. Zu diesem Zweck wurde die sensorlose Regelung am Testmotor im stromgeregelten und im drehzahlgeregelten Betrieb ausgiebig getestet.

7.1 Stromregelung

Um die Stabilisierung der sensorlosen Methode durch den HF-Mitsystem-Regler nachzuweisen, wird der HSM mit einem Drehmoment- bzw. Stromsprung beaufschlagt. Zum Vergleich wurde der Versuch einmal ohne und einmal mit HF-Mitsystem-Regler durchgeführt. Während des Versuchs wurde die Motorwelle manuell auf Position gehalten. Aufgrund des daraus resultierenden Spiels kann der HSM bei 150% Nennstrom eine volle elektrische Umdrehung durchführen, bevor er zum Stillstand kommt. Dies reicht jedoch aus, um zu verhindern, dass die Drehzahl des HSM den Arbeitsbereich der sensorlosen Methode verlässt.

Wie man in Abbildung 7.1 sehen kann, versagt die sensorlose Regelung bei diesem Test, wenn kein HF-Mitsystem-Regler aktiv ist. Kurz nach dem Drehmomentsprung beginnt der Winkelfehler und die Maschine zu springen, wie man an der Winkelgeschwindigkeit des Motors (oberster Graph in Abbildung 7.1) erkennen kann.

Im Vergleich dazu wurde Abbildung 7.2 mit aktivem HF-Mitsystemregler aufgezeichnet. Der Winkelfehler der sensorlosen Methode ist während der Transienten immer noch sehr hoch, aber die Motorposition geht nicht verloren und die Regelschleife stabilisiert sich, sobald die Transiente beendet ist. An dieser Stelle ist es wichtig anzumerken, dass die Ursache für den Winkelfehler nicht der Drehmomentsprung selbst ist, sondern die daraus folgende sehr schnelle Änderung der Winkelgeschwindigkeit. Die PLL, welche benutzt wird, um die

Motordrehzahl aus dem sensorlosen Winkel zu bestimmen, wurde mit einer Zeitkonstante von 10ms ausgelegt, um auch bei kleinen Drehzahlen eine gleichmäßige Bewegung zu ermöglichen. Die so berechnete Motordrehzahl wird benötigt, um den Phasenfehler der Tiefpassfilter, die zur Gewinnung der Positionssignale eingesetzt werden, auszugleichen. Das bedeutet, ein plötzlicher Drehzahlsprung führt zur einem Winkelfehler aufgrund des Tiefpassverhaltens, welcher weiter vergrößert wird, da die Kompensation der unerwünschten Anisotropien nicht korrekt arbeitet, wenn der Winkelfehler zu groß wird. Der HF-Mitsystem-Regler reduziert diese Fehler, was bedeutet, der Motor kann die dynamischen Grenzen, welche durch die hochfrequente Signaleinspeisung gegeben sind, teilweise überwinden. Diese Fehlerkompensation ist keineswegs perfekt, da weiterhin große Winkelfehler während transienter Vorgänge, die die Dynamik der sensorlosen Methode überschreiten, auftreten. Dennoch stellt der HF-Mitsystem-Regler in solchen Fällen sicher, dass die Regelung weiterhin stabil bleibt und erlaubt so eine präzise Positionierung mit erhöhter Dynamik.

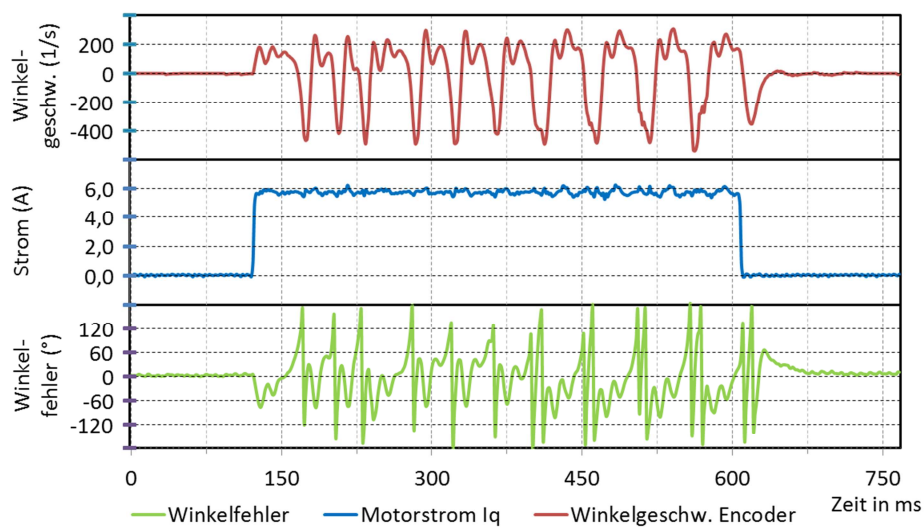


Abbildung 7.1: Drehmomentsprung(150% In) ohne HF-Mitsystem-Regler

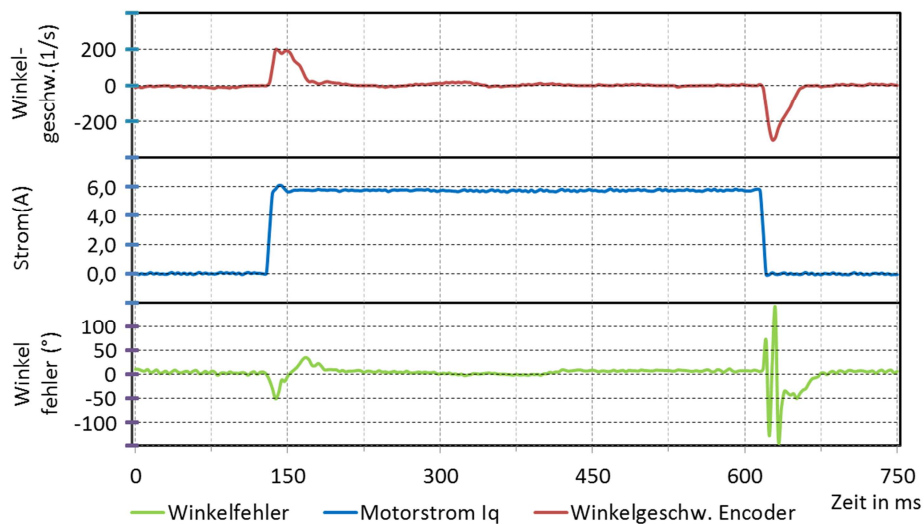


Abbildung 7.2: Drehmomentsprung(150% I_n) mit HF-Mitsystem-Regler

7.2 Drehzahlregelung

In einem zweiten Experiment wurde der Testmotor im sensorlosen Betrieb drehzahl geregelt. Als Referenz dient das Motorverhalten bei einem Drehzahlsprung um 200 rad/s ohne aktive Last, wie in Abbildung 7.3 dargestellt. Während der Transienten entsteht ein relativ großer Winkelfehler und die reale Drehzahl schwingt deutlich über, bevor sich der Motor auf der neuen Sollgröße eingestellt hat – die Regelschleife bleibt jedoch zu jedem Zeitpunkt stabil.

Anschließend wurde eine GSM genutzt, um den HSM im Stillstand mit einer aktiven Last zu beaufschlagen. Danach wurde erneut der Drehzahlsollwert für eine Sekunde auf 200 rad/s gesetzt. Nach Ablauf dieser Zeit erfolgte auch in diesem Fall der Sprung zurück auf Drehzahl Null. Die Ergebnisse des Versuchs mit aktivem HF-Mitsystem-Regler können in und Abbildung 7.4 betrachtet werden. Die aktive Last wurde auf Nennmoment (entspricht $I_q=4A$) eingestellt, wie im obersten Graph zu sehen ist. Im Stillstand ist der Winkelfehler sehr klein. Sobald die Solldrehzahl geändert wird (bei 200ms in Abbildung 7.4), geht der Motor in den Überlastbereich um zu beschleunigen, bis der neue Referenzwert erreicht ist. Hier ist erneut das Hauptproblem der hochfrequenten Signaleinprägung ersichtlich: Die PLL-berechnete sensorlose Drehzahl ist im Vergleich zur tatsächlichen Winkelgeschwindigkeit verzögert. Eine falsche Drehzahl führt zu fehlerhaften Kompensationswinkeln für das Anisotropiemodell und die Phasenverschiebung durch die Tiefpassfilter – der Winkelfehler nimmt entsprechend zu, wie in der Mitte von Abbildung 7.4 zu sehen ist. Die daraus resultierende Schwingung des Motormoments führt zusammen mit der aktiven Belastung zu einem Schwingen der

Motordrehzahl. Trotzdem ist die Regelung aufgrund des HF-Mitsystemreglers ausreichend stabil.

Auch dieser Versuch wurde zum Vergleich ohne aktiven HF-Mitsystem-Regler durchgeführt, aber es war nicht möglich, die Regelung im Stillstand bei aktiver Last zu stabilisieren – dementsprechend kann an dieser Stelle kein Diagramm bereitgestellt werden. Dies zeigt sehr deutlich, dass der HF-Mitsystem-Regler auch für die Kompensation externer Störungen, wie sie durch eine aktive Last entstehen, geeignet ist.

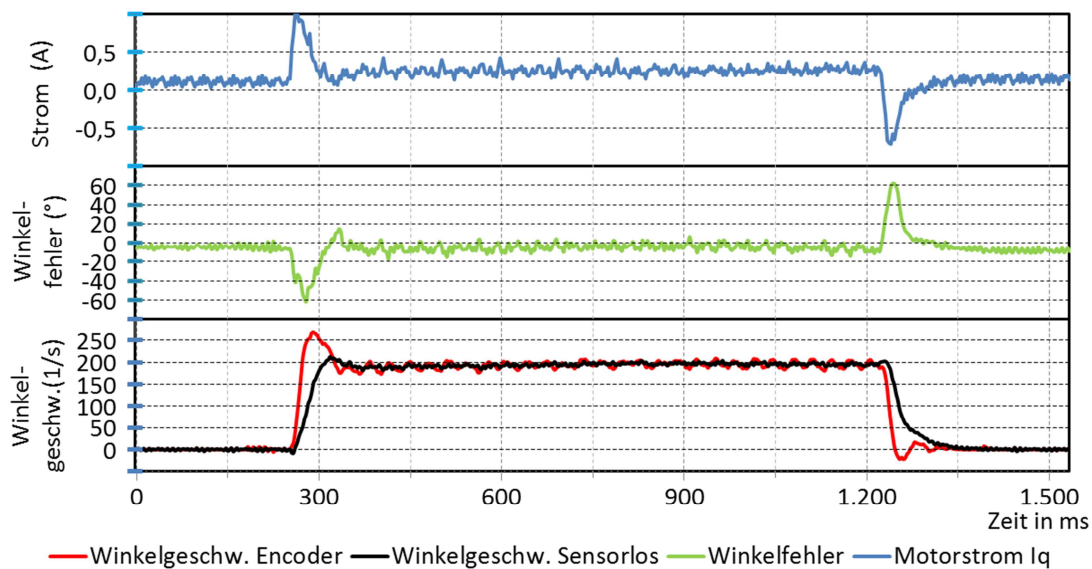


Abbildung 7.3: Sprung der Solldrehzahl ohne Last mit HF-Mitsystem-Regler

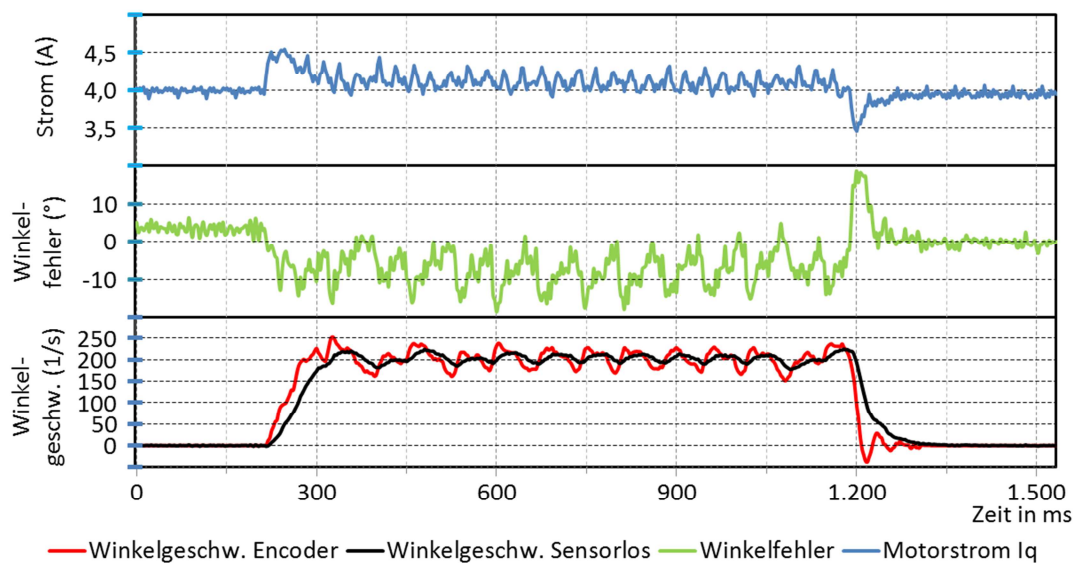


Abbildung 7.4: Sprung der Solldrehzahl mit aktiver Last und HF-Mitsystem-Regler

7.3 Wechsel zwischen hochfrequenter Signaleinprägung und Feldmodell

Um eine sensorlose Regelung in Stell- und Positionierantrieben einsetzen zu können, ist eine hohe Dynamik der hochfrequenten Signaleinspeisung und des Feldmodells allein nicht ausreichend. Auch der Übergang von einer Methode zur anderen muss entsprechend schnell ablaufen. Üblicherweise laufen dazu Feldmodell und HF-Signaleinspeisung parallel, wobei der aktuelle Motorwinkel je nach Drehzahl vom entsprechenden Modell weitergegeben wird. Im Experiment wird der Übergang mithilfe einer Hysterese realisiert. D.h. es gibt einen Übergangsbereich, in welchem das momentan aktive Modell noch arbeitet, während das Modell, zu dem gewechselt wird, sich einschwingt. Der entsprechende Zusammenhang ist in Abbildung 7.5 mit den aktuellen Drehzahlgrenzen dargestellt. Der Wechsel von der hochfrequenten Signaleinprägung zum Feldmodell erfolgt demnach bei 300 rad/s, was etwa 57 Umdrehungen pro Minute entspricht. Im umgedrehten Fall erfolgt der Wechsel vom Feldmodell auf das hochfrequente Signal erst bei 150 rad/s. D.h. die Hälfte des Arbeitsbereichs der hochfrequenten Methode wird derzeit als Hysterese eingesetzt. Die vorgestellten Grenzen wurden so festgelegt, dass beide Modelle bei voller Belastung stabil laufen.

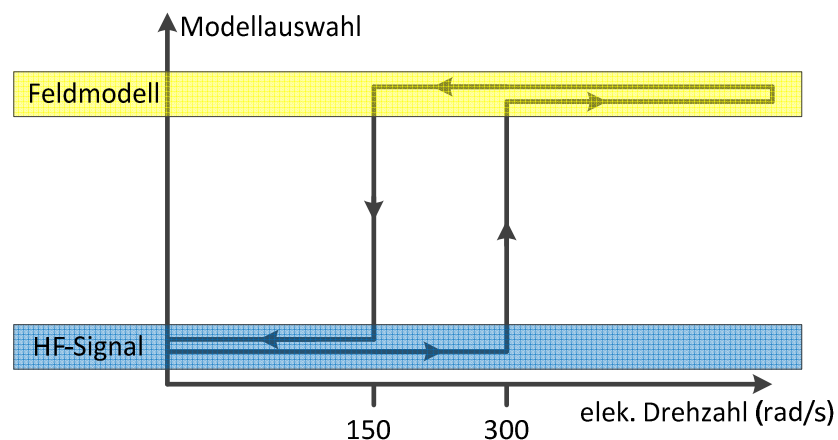


Abbildung 7.5: Hystereseübergang zwischen Feldmodell und HF-Signal

In Abbildung 7.6 ist der entsprechende Übergang zwischen den sensorlosen Methoden während des Hochlaufs auf 3000 rad/s (elek.) und der anschließenden Bremsung auf 0 rad/s ohne Last dargestellt. Auffällig dabei ist der starke Knick der Drehzahl beim Eintritt in das Feldmodell. Sowohl dem Feldmodell als auch der hochfrequenten Methode ist jeweils eine PLL nachgeschaltet, um aus den verrauschten Messdaten einen sauberen Winkel generieren zu können. Solange sich die Motordrehzahl jedoch nicht im Arbeitsbereich der jeweiligen sensorlosen Methode befindet, sind auch die von der jeweiligen PLL generierten Winkel

fehlerhaft. Dementsprechend benötigt jede PLL eine Vorlaufzeit im festgelegten Arbeitsbereich, ehe der korrekte Winkel ausgegeben wird – entsprechend langsam müsste der Übergang in den Arbeitsbereich des Feldmodells erfolgen. Um an dieser Stelle nicht zu viel Dynamik einzubüßen, wird die PLL des Feldmodells bei aktivem HF-Signal deshalb mit dem Winkelsignal der hochfrequenten Methode gespeist. So kann die Einschwingzeit der Feldmodell-PLL entfallen.

Wie schon im vorangegangenen Abschnitt festgestellt wurde, treten bei hoher Dynamik trotz Einsatz des HF-Mitsystemreglers immer noch sehr große Winkelfehler in den HF-Positionssignalen auf, was dazu führt, dass die Feldmodell-PLL ebenfalls mit einem fehlerhaften Winkel vorgeladen wird und somit dennoch eine gewisse Zeit für das einschwingen der PLL vorgesehen werden muss. Dies äußert sich in Abbildung 7.6 so, dass der resultierende Winkelfehler kurzzeitig weit über -100° beträgt und der Motor abgebremst wird. Danach fängt sich die PLL des Feldmodells und der Winkelfehler verschwindet.

Ähnliche Betrachtungen gilt es umgekehrt beim Übergang vom Feldmodell zur hochfrequenten Methode durchzuführen. Im Unterschied zum Hochlauf ist der Winkelfehler des Feldmodells jedoch recht klein, was zu einer sehr guten Vorinitialisierung des HF-Modells führt. Dementsprechend kürzer ist der Ausschlag des Winkelfehlers beim Umschalten, was gepaart mit einem vergleichsweise kleinen Strom dazu führt, dass keine Auffälligen in der Motordrehzahl zu sehen sind.

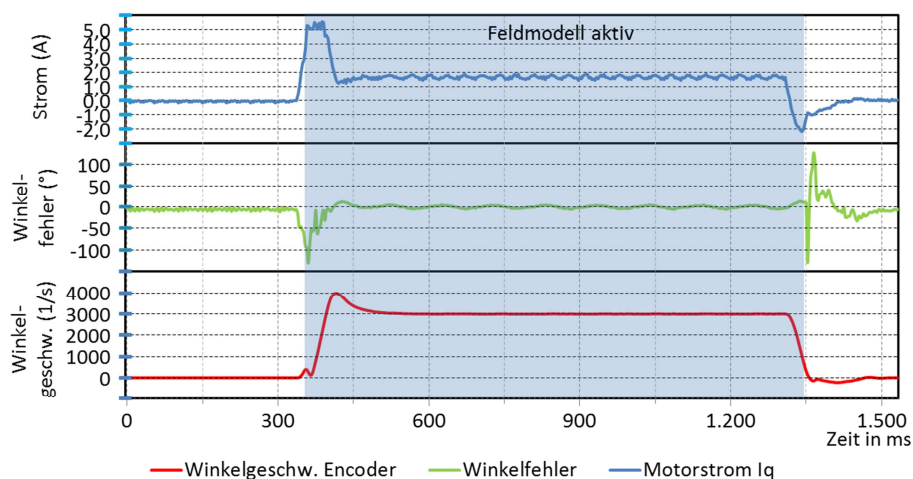


Abbildung 7.6: Wechsel zwischen HF-Signal und Feldmodell beim Start-Stopp-Betrieb

Abbildung 7.6 zeigt somit, dass der Übergang von einer sensorlosen Methode auf die andere ein entscheidendes Kriterium für die Dynamik des Systems ist. Der HF-Mitsystem-Regler stabilisiert zwar die hochfrequente Methode und kann auch deren Dynamik steigern, aber er

kann die Entstehung sehr großer Winkelfehler beim Überschreiten der Modelldynamik nicht verhindern. Dies führt dazu, dass die Vorinitialisierung des Feldmodells und seiner PLL nicht mehr ausreicht, um einen sauberen Modellwechsel zu garantieren. Aus diesem Umstand heraus kann an dieser Stelle kein entsprechendes Vergleichsdiagramm mit aktiver Belastung präsentiert werden – jede aktive Last führt bei Aktivierung des Feldmodells mit zu großem Fehlwinkel zum Versagen der Methode, da die Motordrehzahl zu stark einbricht. Um die durch den HF-Mitsystem-Regler gewonnene Dynamik auch bei aktiver Belastung voll auszunutzen, ist eine Verbesserung des Übergangsverhaltens notwendig. Auch an dieser Stelle sei auf Anhang 9.6 verwiesen, welcher die Parameter des Feldmodells, der HF-Stromraumzeiger-Demodulation und der beiden PLLs enthält.

7.4 Erreichte und Geforderte Dynamik

Nachfragen bei Jenear Antriebstechnik haben ergeben, dass typische Beschleunigungswerte für den untersuchten HSM im Bereich 12000 U/min·s (mechanisch) liegen. Beim industriellen Einsatz von Stellantrieben sind die möglichen Beschleunigungswerte jedoch oft begrenzt, um eine Beschädigung des Transportguts zu verhindern. Zu diesem Zweck werden auch häufig sogenannte Ruckfilter softwaretechnisch umgesetzt. Beschleunigungswerte im Bereich 1000 – 2000 U/min·s sind in solchen Fällen üblich.

An dieser Stelle sollen die im Experiment erreichten Beschleunigungswerte mit der gegebenen Referenz verglichen werden. Zu diesem Zweck wurden die in Abbildung 7.3 bis Abbildung 7.6 erreichten Beschleunigungswerte für Start und Stopp in Tabelle 2 zusammengefasst – die zur Auswertung genutzten Detailaufnahmen der Beschleunigungsvorgänge sind im Anhang unter Punkt 9.6 (Abbildung 9.6 - Abbildung 9.8) zu finden.

Quelle		$\Delta\omega$ [rad/s] (elektr.)	$\Delta U/\text{min}$ (mech.)	Anstiegszeit [ms]		Beschleunigung [U/min·s]	
				Ist	Sensorlos	Ist	Sensorlos
Abbildung 9.6	Beschl.	200	38.2	20	70	1910	546
	Bremsung	200	38.2	25	110	1528	347
Abbildung 9.7	Beschl.	200	38.2	70	110	546	347
	Bremsung	200	38.2	16	120	2388	318
Abbildung 9.8	Beschl.	3000	573	65	(160)	8815	(3581)
	Bremsung	3000	573	50	(150)	11460	(3820)

Tabelle 2: Erreichte Beschleunigungswerte im sensorlosen Betrieb

Die Anstiegszeit (Ist) in Tabelle 2 ist definiert als die Zeit, welche der Motor benötigt, um nach dem Sollwertsprung die neue Sollgeschwindigkeit zu erreichen. Zusammen mit ΔU_{\min} ergeben sich so die erreichbaren Beschleunigungswerte, welche für den unteren Drehzahlbereich im unbelasteten Fall mit 1500 U/min·s oder mehr im für einige Anwendungen ausreichenden Bereich von 1000 - 2000 U/min·s liegt. Auch bei voller Belastung mit Nennmoment (Abbildung 9.7 – Beschl.) erreicht der Motor im sensorlosen Betrieb noch immer eine Beschleunigung von 546 U/min·s.

Da es jedoch das erklärte Ziel ist, den HSM als Positionierantrieb einzusetzen, ist das schnelle Erreichen der Solldrehzahl nicht das einzig ausschlaggebende Kriterium – entscheidend für eine schnelle Positionierung ist die Einschwingzeit der Drehzahl. Diese ist maßgeblich von der Dynamik der sensorlosen Drehzahl abhängig, wie in Abbildung 9.6 und Abbildung 9.7 zu sehen ist. Es kann in erster Näherung davon ausgegangen werden, dass die Einschwingzeit der realen Drehzahl der Anstiegszeit der sensorlos bestimmten Drehzahl entspricht. Verglichen mit dem Anstieg der Encoderdrehzahl ist die Anstiegszeit der sensorlosen Drehzahl in Tabelle 2 für den Leerlauf im unteren Drehzahlbereich (Abbildung 9.6) mit Faktor 3-4 deutlich größer. Das Verhalten unter aktiver Last (Abbildung 9.7) ist nur unwesentlich schlechter – der HSM benötigt etwa 120ms um von 200 U/min vollständig zum Stillstand zu kommen. Umgerechnet entspricht dies einer Beschleunigung von 318 U/min·s, was deutlich hinter der Referenz von 1000 – 2000 U/min·s zurück bleibt. Die erreichte Dynamik ist somit nicht für Positionieranwendungen mit sehr kurzen Wegstrecken geeignet, in denen nur die Hochfrequente Signaleinprägung zum tragen kommt.

Je länger die zu realisierenden Stellwege werden, desto besser schneidet der sensorlos geregelte HSM jedoch ab, denn für große Drehzahlsprünge in den Arbeitsbereich des Feldmodells hinein (Abbildung 9.8) sind deutlich höhere Beschleunigungswerte im Bereich von 3000 – 4000 U/min·s erreichbar. Um diese hohen Dynamiken auch bei aktiver Belastung nutzbar zu machen, müssen jedoch neue Strategien für einen schnellen und sauberen Übergang zwischen hochfrequenter Signaleinprägung und Feldmodell entwickelt werden.

8 Abschließende Bemerkungen

8.1 Zusammenfassung der Ergebnisse

Diese Arbeit befasst sich mit der sensorlosen Regelung von gesättigten Synchronmaschinen bis Drehzahl Null und bei voller Belastung. Sensorlose Regelung im mittleren und oberen Drehzahlbereich mittels Feldmodell ist weit verbreitet und industrietauglich, während der Stillstand der Maschine noch immer eine Hürde für sensorlose Verfahren darstellt. Um Stell- oder Positionierantriebe sensorlos zu regeln, ist die Regelung bei Drehzahl Null jedoch unverzichtbar, weshalb der Schwerpunkt dieser Arbeit auf Verfahren zur sensorlosen Regelung im Stillstand und bei kleinen Drehzahlen liegt.

Im ersten Teil der Arbeit werden die wichtigsten Grundlagen zur Regelung von Synchronmaschinen noch einmal aufgeführt oder auf entsprechende Referenzen verwiesen. Im Einzelnen wird das Modell der PMSM, das Modell eines Zweipunkt-Wechselrichters und das Verfahren der PWM vorgestellt. Anschließend wird die FOR erläutert und zu beachtende Besonderheiten im sensorlosen Betrieb näher beschrieben.

Zum Thema sensorlose Regelung wurde eine umfassende Recherche durchgeführt, welche eine Vielzahl von Methoden und Abwandlungen zutage gefördert hat. Mit Blick auf den Schwerpunkt der Arbeit werden Verfahren zur Regelung im mittleren und oberen Drehzahlbereich nur kurz beschreiben, während sensorlose Methoden für die Regelung im Stillstand ausführlicher behandelt werden. Für den oberen Drehzahlbereich wurde die sensorlose Regelung durch Integration der Spannung für die praktische Umsetzung ausgewählt. Im Unteren Drehzahlbereich ist ein rotierendes Trägersignal mit direkter Auswertung des Winkels als beste Option auserkoren worden. Beide Verfahren werden detailliert beschrieben.

Einen wesentlichen Teil der Regelung durch hochfrequente Signaleinprägung stellt die Demodulation des hochfrequenten Stromraumzeigers zur Extraktion der Positionssignale dar. Neben dem Standardverfahren der Bandpass-Hochpass-Kombination wurde als Alternative das synchronous-frame-filtering vorgestellt. Bei der experimentellen Durchführung hat sich gezeigt, dass das synchronous-frame-filtering deutlich zuverlässiger ist als Band- und Hochpass, da sich der Phasenfehler der Tiefpässe mit Hilfe der Momentandrehzahl sehr leicht ermitteln und korrigieren lässt.

Für die praktische Umsetzung wurde ein zweiphasiger Hybridschrittmotor verwendet, ein Motortyp der häufig als Positionier- und Stellantrieb eingesetzt wird und in der Regel für den

Betrieb in starker Sättigung ausgelegt ist. Aufgrund seiner hohen Polpaarzahlen eignet sich der HSM sehr gut als hochgenauer Positionierantrieb, der regelungstechnisch mit einer PMSM identisch ist. Die aus der zweiphasigen Topologie resultierenden Unterschiede hinsichtlich Motor- und Umrichteraufbau werden entsprechend beschrieben.

Als erste entscheidende Hürde bei der Implementierung der sensorlosen Regelung hat sich die Ermittlung der Startposition herausgestellt. Im Standardverfahren wird nach Ermittlung der Rotorposition ein positiver und negativer d-Strom eingeprägt und die Rotororientierung aus der Änderung der Signalamplitude ermittelt, welche aus der Schwächung bzw. Stärkung des Permanentmagnetfeldes resultiert. Beim getesteten HSM führt die Einspeisung eines zu großen negativen d-Stromes jedoch zum Totalverlust der Position, da es keine konstruktive Anisotropie gibt und die Sättigungs-Anisotropie sehr klein ist. Entsprechend wurde das Standardverfahren dahingehend weiterentwickelt, dass extrem kleine Ströme eingespeist werden und die resultierende Amplitudenänderung durch entsprechend lange Filterperioden ermittelt wird.

Zunächst wurde das sensorlose Modell im Encoderbetrieb getestet, was für den untersuchten HSM extrem verzerrte Positionssignale lieferte. Eine ausgiebige Analyse des Motorverhaltens mit Hilfe des magnetischen Fingerabdrucks und der Fourieranalyse der Positionssignale hat eine unerwünschte Harmonische enthüllt, welche nahezu die gleiche Amplitude wie das Nutzsignal hat und sich mit der doppelten Rotorgeschwindigkeit genau entgegengesetzt zu dieser dreht. Da eine solch störende Anisotropie nach Wissenstand des Autors nicht in der Literatur zu finden ist, wurde eine tiefergehende Untersuchung durchgeführt, um den gemessenen Effekt zu erklären.

Die Simulation eines Motors mit veränderlichen Induktivitäten, aber ohne konstruktive Abhängigkeiten, konnte den gemessenen Effekt jedoch nicht reproduzieren. Entsprechend bleiben nur konstruktive Aspekte des Motors als mögliche Ursache bestehen. Eine genauere Eingrenzung mit Hilfe der vorhandenen Informationen war nicht möglich.

Die Kompensation der unerwünschten Anisotropie erfolgte mit Hilfe eines Anisotropiemodells, welches in ähnlicher Form aus der Literatur bekannt ist. Dazu wurde die Amplitude und Phasenlage der Störung als Look-up-table im DSP für jede Grundschwingungsamplitude hinterlegt. Mit Hilfe der Tabelle wird somit zu jedem Zeitpunkt die störende Harmonische aus den Positionssignalen entfernt.

Trotz dieser Maßnahmen war ein stabiler sensorloser Betrieb bis zu diesem Zeitpunkt nicht möglich – die Regelung versagte jeweils an 4 spezifischen Rotorpositionen. Anhand einer

kurzen Analyse wurde nachgewiesen, dass die Überlagerung der Harmonischen $h=-2$ und der Harmonischen $h=2$ im HF-Gegensystem dazu führt, dass an diesen 4 Rotorpositionen die Amplitude des HF-Gegensystems minimal wird. Entsprechend ist die sensorlose Regelung an diesen Stellen besonders anfällig für Fehler, die aus einer fehlerhaften Kompensation der Kreuzsättigung oder des Anisotropiemodells resultieren.

Die Lösung dieses Problems liegt im HF-Mitsystem, welches in der Literatur bei hochfrequenter Signaleinprägung bisher keine Rolle gespielt hat. Die starken Sättigungseffekte im HSM führen dazu, dass die Induktivität des Motors aufgrund kleiner Verschiebungen des eingepprägten Stromvektors, wie sie durch Winkelfehler entstehen, variiert. Diese Variation kann durch die Änderung der Amplitude des HF-Mitsystems gemessen werden, wobei die Empfindlichkeit auf Winkelfehler mit höherem Grundschwingungsstrom zunimmt. Diese Amplitudenänderung wird mit einem neu entwickelten HF-Mitsystem-Regler registriert und ausgewertet. Mit entsprechenden Korrekturfaktoren kann so ein weiterer Korrekturwinkel aufgeschaltet werden. Da dieser unabhängig von den eigentlichen Positionssignalen generiert wird, stabilisiert er das sensorlose Modell von „Außen“. Am experimentellen Aufbau wurde die Wirkungsweise des HF-Mitsystem-Reglers bestätigt und eine stabile sensorlose Regelung bis Drehzahl null realisiert.

Ausgiebige Tests hinsichtlich der dynamischen Eigenschaften wurden abschließend durchgeführt um die Grenzen des vorgestellten Verfahrens zu demonstrieren. Bemerkenswert ist dabei, dass der HF-Mitsystem-Regler die kurzzeitige Überschreitung der dynamischen Grenzen, welche durch die Signalverarbeitung gegeben sind, möglich macht. Im Ergebnis konnten so Dynamiken erreicht werden, welche laut Jenaer Antriebstechnik für industrielle Anwendungen des verwendeten HSM geeignet sind. Die zum Einsatz der verwendeten Verfahren notwendigen Messungen sind dabei nur ein kleines Hindernis, da die Referenzmessungen mit anderen Motoren des gleichen Typs gezeigt haben, dass die Toleranzen zwischen unterschiedlichen Chargen die Nutzung eines einzigen Messdatensatzes für verschiedene Motoren zulassen.

8.2 Ausblick

Für den praktischen Einsatz der sensorlosen Regelung in Stellantrieben ist eine korrekte Winkelrekonstruktion, welche auch während transienter Vorgänge die Orientierung nicht verliert, zwangsweise notwendig. Für hoch ausgenutzte Antriebe, wie den verwendeten HSM, welche in Sättigung betrieben werden, ist der HF-Mitsystem-Regler ein nützliches Werkzeug,

um dies zu garantieren. Auch beim Betrieb an den dynamischen Grenzen der sensorlosen Methode kann der HF-Mitsystem-Regler sicherstellen, dass der Motorwinkel nicht vollständig verloren geht.

Die prinzipielle Funktionsweise und praktische Umsetzung dieser neuen Struktur wurden in dieser Arbeit ausreichend erläutert, aber weitere Betrachtung des Verhaltens in den Grenzbereichen großer Winkelfehler wären wünschenswert, um die Gesamtstruktur weiter zu verbessern. Es ist beispielsweise denkbar, den HF-Mitsystem-Regler zur Korrektur der berechneten sensorlosen Drehzahl bei transienten Zuständen einzusetzen, um so die erreichbare Dynamik weiter zu steigern.

Eine andere Einsatzmöglichkeit ist die Verwendung des HF-Mitsystem-Reglers zur Selbstdiagnose der sensorlosen Regelung. Augenscheinlich kann der HF-Mitsystem-Regler bei dauerhafter Überschreitung der sensorlosen Dynamik den entstehenden Winkelfehler nicht mehr vollständig ausgleichen, wobei am Ausgang des HF-Mitsystemreglers dauerhaft ein großer Korrekturwinkel ausgegeben wird. Dieser kann als Signal genutzt werden, um den Motor einzubremsen. Auf diese Weise könnte unabhängig von der Belastung ein sauberer Übergang in das Feldmodell realisiert werden.

Neben dem HF-Mitsystem-Regler sollte zudem über den parallelen Einsatz aller auftretenden Anisotropien zur Winkelbestimmung nachgedacht werden. Im Falle des verwendeten Prototyps würde das bedeuten, zwei parallele Anisotropiemodell laufen zu lassen, wobei einmal jeweils die Harmonische $h=2$ und einmal die Harmonisch $h=-2$ kompensiert werden muss. Somit erhält man zwei sensorlose Winkel, die dem doppelten Rotorwinkel und dem negativen doppelten Rotorwinkel entsprechen. Da sich ein eventueller Fehler auf die Schätzwinkel der jeweils ausgewerteten Positionssignale anders auswirkt, ist eine zusätzliche Winkelfehlerkompensation durch Mittelwertbildung über beide Positionssignale oder gezielten Vergleich der Signale zueinander durchaus denkbar.

9 Anhang

9.1 Daten des Versuchsstandes

Parameter	Wert	Einheit
Motorbezeichnung	21S31-0650-805L7-52(200)	-
Motortyp	Hybridschrittmotor (2 phases)	-
Polpaarzahl	50	-
Nennstrehzahl	1000	U/min
Nennmoment	0,7	Nm
Nennstrom(rms)	2,8	A _{eff}
Statorwiderstand R_s	0,23	Ω
Induktivität L_d (for $I=0A$)	0,78	mH
Induktivität L_q (for $I=0A$)	0,80	mH
Umrichter	Vollbrücken mit Mosfets	-
Zweigverriegelung	400	ns
DSP	TMS320C2834x	-
Pulsfrequenz	32768	Hz
Zwischenkreisspannung	40	V
Frequenz des HF-signal	3276	Hz
Amplitude des HF-signal	10	V

Tabelle 3: Daten des getesteten HSM und des Umrichters

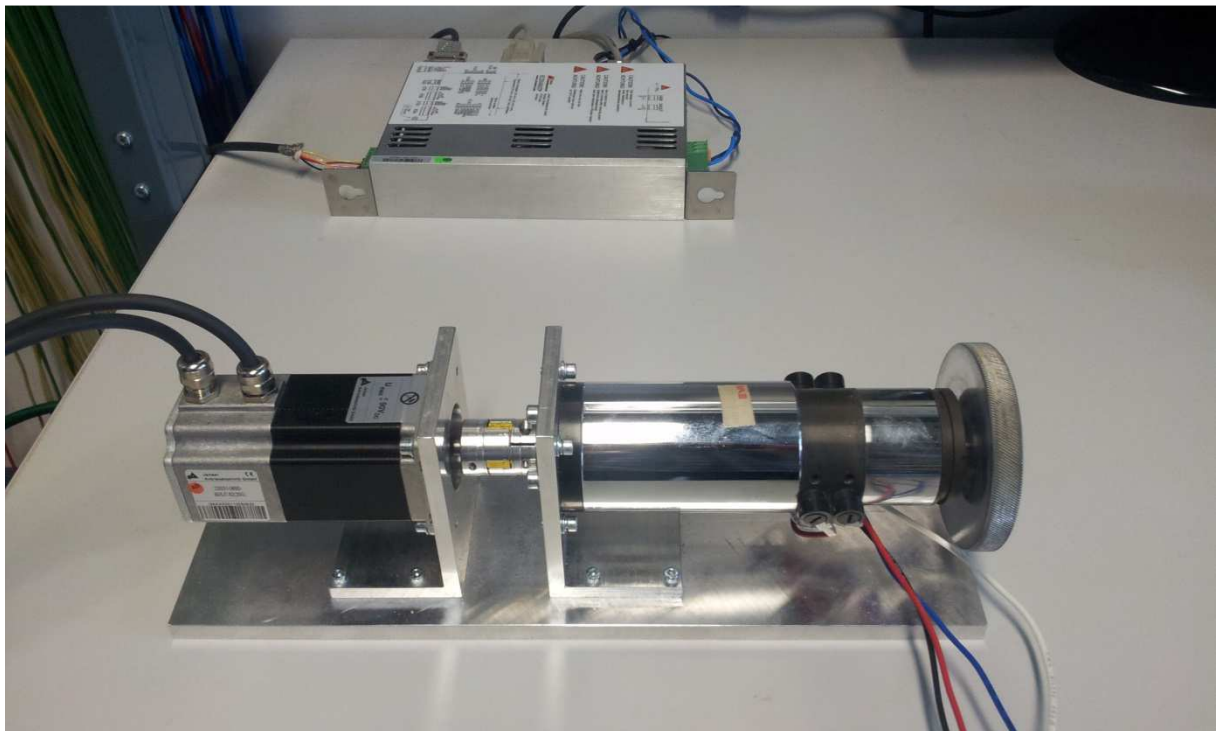


Abbildung 9.1 HSM (links) mit Lastmaschine (rechts) und Wechselrichter (hinten)

9.2 Systemimpedanz für hochfrequentes Signal

Aus den Daten des Versuchsstandes lässt sich für das hochfrequente Signal folgende Impedanz berechnen:

$$Z = R + jX = 230\text{m}\Omega + j \cdot 2\pi \cdot 3276\text{Hz} \cdot 0,80\text{mH} = 0,23\Omega + j16,46\Omega \quad 9.1$$

Somit ergibt sich:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} = 16,4616\Omega \quad 9.2$$

Vergleicht man die Gesamtimpedanz mit der Reaktanz X wird sofort ersichtlich, dass der Widerstand des Motors einen vernachlässigbaren Einfluss auf das hochfrequente Signal hat. Auch die Beachtung des Umrichters (R_{on} der Mosfets $< 10\text{m}\Omega$) ändert daran nichts.

Aufgrund der hohen Frequenz von 3276Hz ist es denkbar, dass der Skin-effekt eine Rolle spielt und so den Motorwiderstand signifikant anhebt. Um dies auszuschließen, soll der Einfluss des Skin-Effekts mit Hilfe der in Tabelle 4 gegebenen Werte nachgerechnet werden. Die klassische Skin-Effekt-Gleichung, welche in der Grundlagenliteratur [59] ausgiebig beschrieben ist, lautet wie folgt:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_{Cu}}{\omega_h \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rCu}}} = 1,173\text{mm} \quad 9.3$$

Die in Gl. 9.3 berechnete Eindringtiefe, entspricht der Distanz von der Drahtoberfläche, bei welcher die Stromdichte auf 36,8% gesunken ist. Sie ist im vorliegenden Fall deutlich größer als der Radius der Kupferleiter ($1/2 \cdot d_{Cu} = 0,35\text{mm}$), weshalb der wirksame Widerstand des Leiters in etwa dem Gleichstromwiderstand entspricht [59]. Der Skin-Effekt hat somit keinen Einfluss und die in Abschnitt 3.5.1 getroffene Annahme, der Motorwiderstand sei vernachlässigbar, hat Bestand.

Durchmesser des Kupferdraht im Motors	$d_{Cu} =$	0,7	mm
Kreisfrequenz des HF-Signales	$\omega_h =$	20584	$\frac{\text{rad}}{\text{s}}$
Spezifischer Widerstand von Kupfer	$\rho_{Cu} =$	0,0178	$\Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$
Relative Permeabilität von Kupfer	$\mu_{rCu} =$	0,99999936	-
Magnetische Feldkonstante	$\mu_0 =$	$1,25664 \cdot 10^{-6}$	$\frac{\text{N}}{\text{A}^2}$

Tabelle 4: Daten zur Berechnung des Skin-Effekts

9.3 Einfluss der Zweigverriegelungszeit

Abbildung 9.2 zeigt den Gesamtstrom der Phase A bei Nennmoment (oben) und den herausgefilterten HF-Strom. Normalerweise erzeugt die Verriegelungszeit eine Einschnürung der HF-Stromamplitude beim Stromnulldurchgang der Grundschiwingung. Dies ist für den verwendeten Umrichter nicht der Fall, wie man in Abbildung 9.2 (unten) sehen kann. Im Gegenteil gibt es im Bereich des Stromnulldurchgangs eine Erhöhung der HF-Amplitude. Ursache hierfür ist die starke Eisensättigung der Maschine, die maßgeblich vom Grundschiwingungsstrom und HF-Strom verändert wird und sich im hochfrequenten Signal durch die Harmonische $h=-2$ äußert, welche in Kapitel 4 und 5 ausführlich beschrieben wurde. Eine Harmonische mit Ordnungszahl -2 weist pro Rotorumdrehung 2 Maxima und 2 Minima – was im Falle des HF-Stromes in Abbildung 9.2 eindeutig der Fall ist. D.h. im Falle des vorgestellten experimentellen Aufbaus kompensiert das Motorverhalten teilweise die Störung durch die Zweigverriegelung des Wechselrichters. Aus diesem Grund steigt die HF-Stromamplitude im Nulldurchgang der Grundschiwingung, statt sich wie erwartet einzuschnüren.

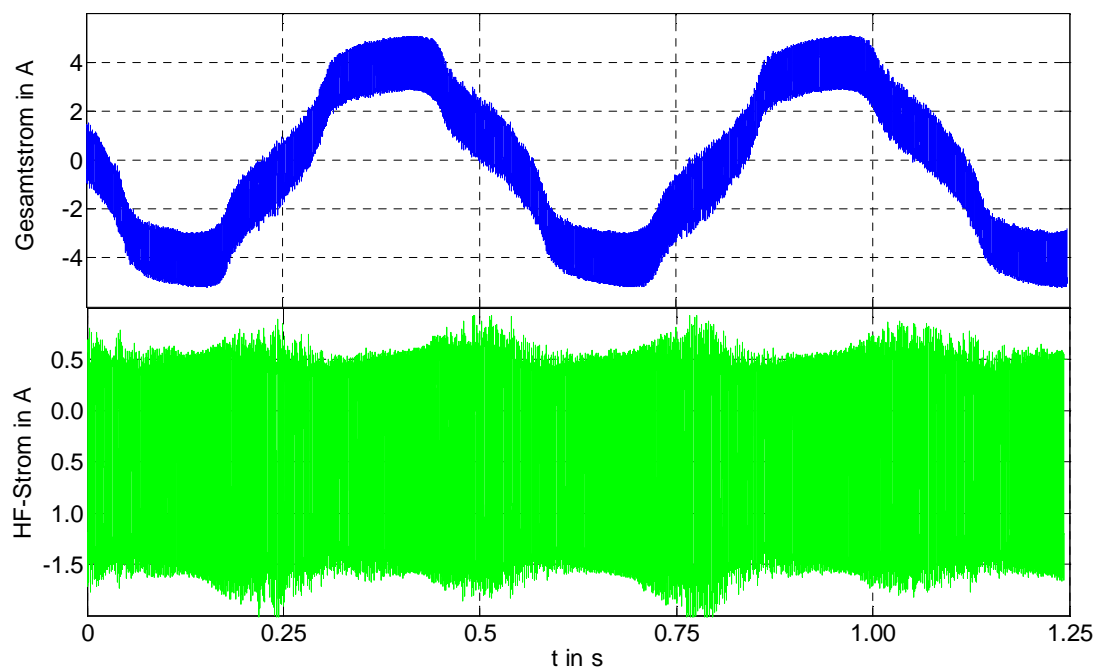


Abbildung 9.2: Einfluss der Zweigverriegelung

9.4 Simulinkmodell eines Motors mit veränderlichen Induktivitäten

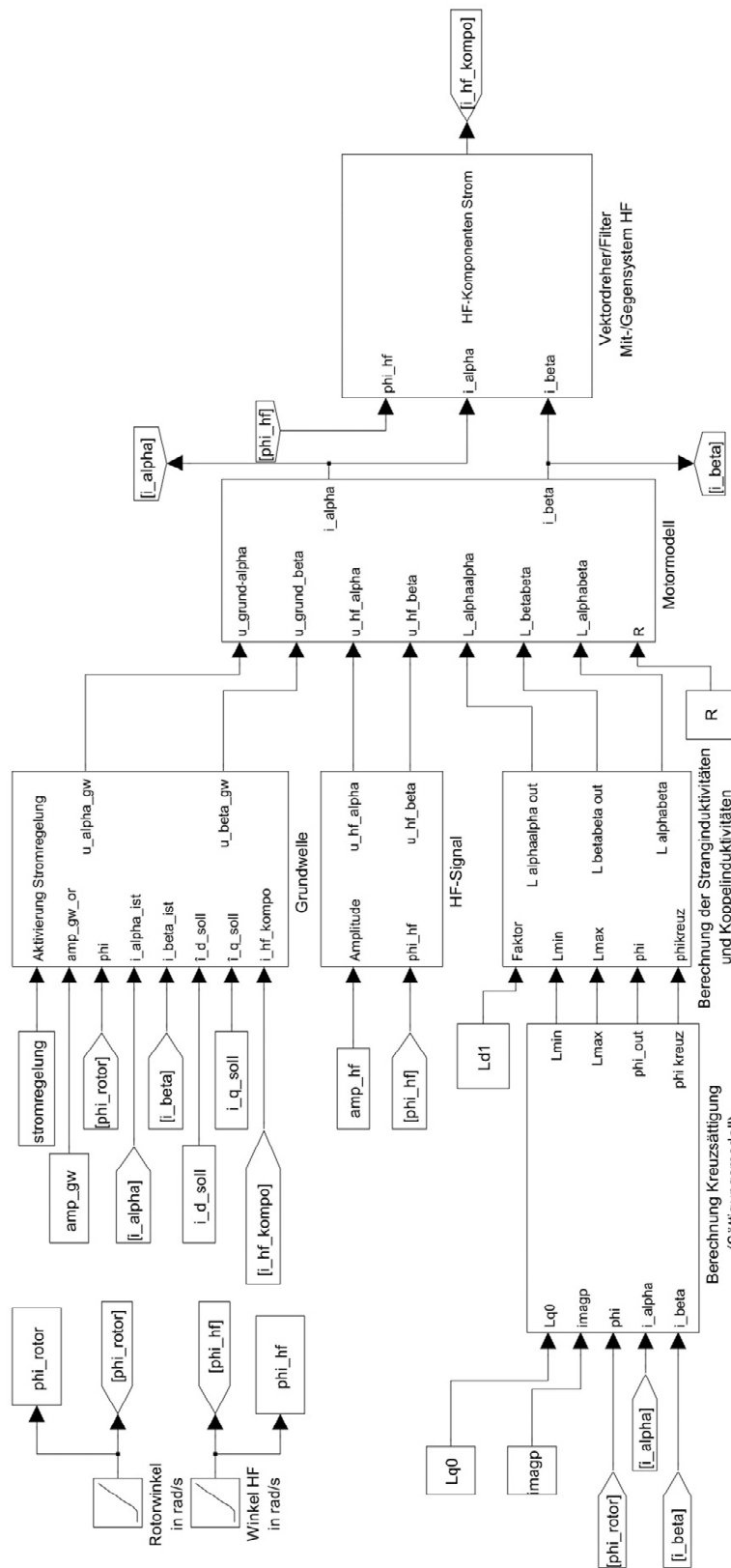


Abbildung 9.3: Struktur des Simulationsmodells

9.5 Referenzmessungen

Abbildung 9.4 zeigt die resultierenden Amplituden der räumlichen Harmonischen $h=2$ und $h=-2$ im HF-Gegensystem, wenn die Motorphasen A und B am Umrichter miteinander getauscht werden.

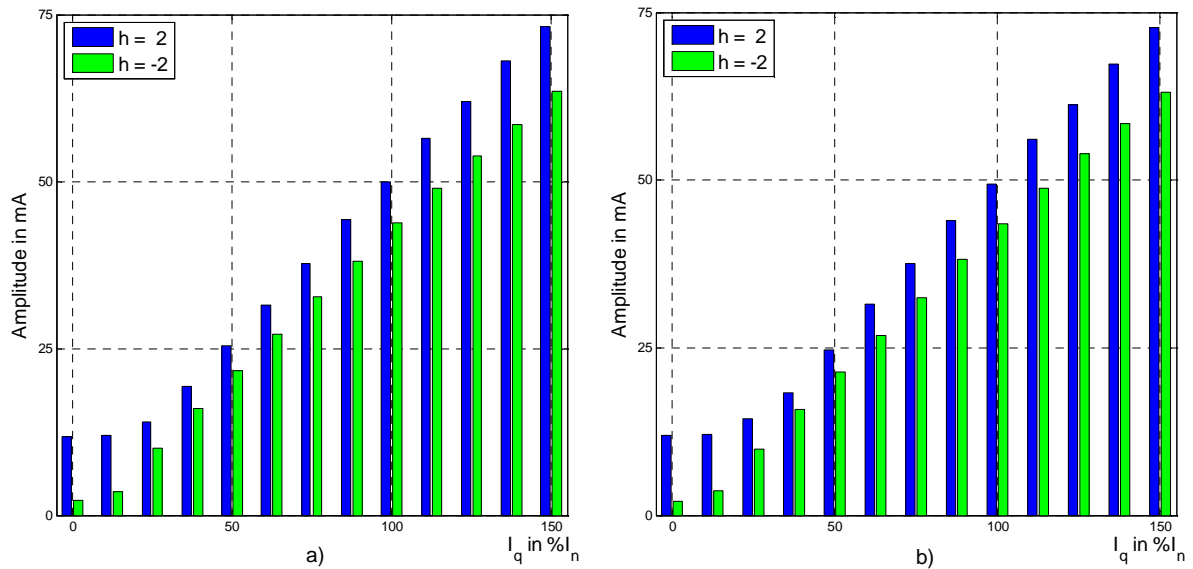


Abbildung 9.4: Anisotropien von Motor 1 bei Tausch der Motorphasen am Umrichter

Abbildung 9.5 zeigt den gleichen Versuch mit dem Referenzmotor 2, welcher gleicher Bauart wie Motor 1 ist. Trotz einiger Abweichungen zu Motor 1, besonders bei der Amplitude von $h=2$, ist das Verhalten beider Motoren nahezu identisch.

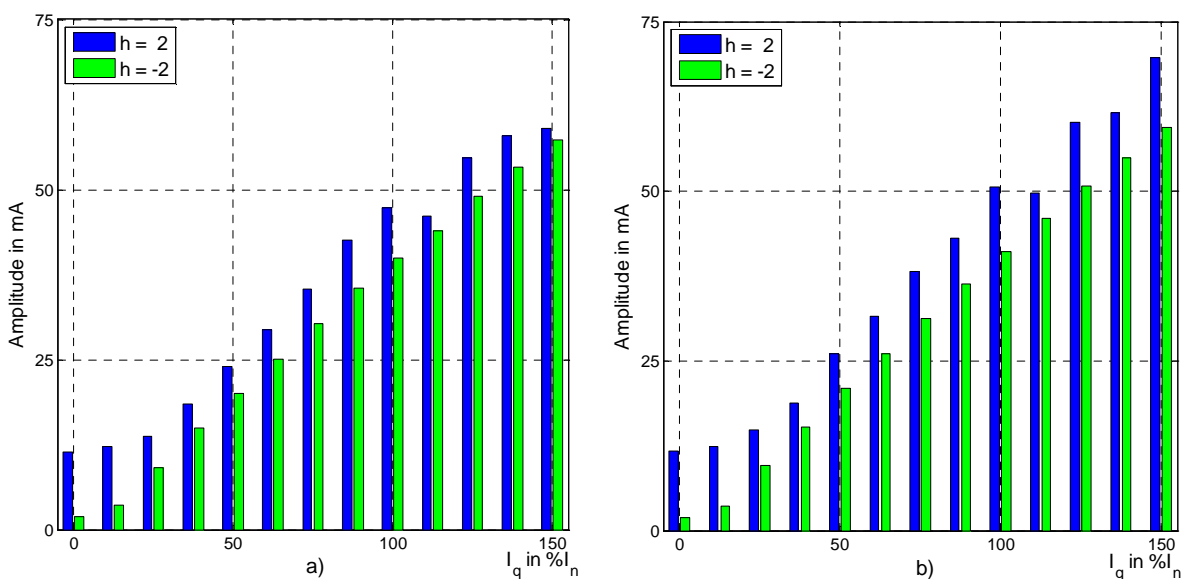


Abbildung 9.5: Anisotropien von Motor 2 bei Tausch der Motorphasen am Umrichter

9.6 Parameter für Feldmodell, HF-Demodulation und PLL

Feldmodell

Die Zeitkonstante des Feldmodells wurde so festgelegt, dass der Phasenfehler des Feldmodells bei einer Eintrittsfrequenz von 300 rad/s (vgl. Abbildung 7.5) genau 5° beträgt.

Somit gilt für die Zeitkonstante:

$$-85^\circ = \arctan\left(T_{FM} \cdot 300 \frac{1}{s}\right) \rightarrow T_{FM} = \frac{\tan(85^\circ)}{300 \frac{1}{s}} = 0,038s \quad 9.4$$

Daraus ergibt sich mit $T_{FM} = 1/k$ ein Verstärkungsfaktor der Rückführung von $k = 26,32$.

HF-Demodulation

Die umgesetzte Tiefpasskombination zur Demodulation des HF-Stromraumzeigers wurde im Vergleich zur Grundstruktur weiter optimiert. Statt eines PT2-Gliedes werden für Mit- und Gegensystem 4 in Reihe geschaltete T1-Glieder eingesetzt. Dabei unterscheiden sich die Zeitkonstanten der Filter für Mit- und Gegensystem. Die gesamte Liste ist in Tabelle 5 dargestellt:

Filterkaskade für HF-Mitsystem				
Filter-Nr.	Zeit-konstante	Dämpfung der Grundschw.	Dämpfung der Gundschw. gesamt	Phasenverschiebung des HF-Mitsystems bei 300rad/s
1	0,25ms	-14,4dB	-14,4dB	-
2	0,25ms	-14,4dB	-28,8dB	-
3	0,25ms	-14,4dB	-43,2dB	-
4	1ms	-26,3dB	-69,5dB	-
Filterkaskade für HF-Gegensystem				
Filter-Nr.	Zeit-konstante	Dämpfung der Grundschw.	Dämpfung der Grundschw. gesamt	Phasenverschiebung des HF-Gegensystems bei 300rad/s
1	1ms	-26,3dB	-105,2dB	-16,7°
2	1ms	-26,3dB	-105,2dB	-16,7°
3	1ms	-26,3dB	-105,2dB	-16,7°
4	1ms	-26,3dB	-105,2dB	-16,7°

Tabelle 5: Zeitkonstanten und resultierendes Verhalten für Demodulation

Auffällig sind die sehr kleinen Zeitkonstanten für die drei ersten T1-Glieder der Filterkaskade des HF-Mitsystems. Um den Grundschwingungsstrom aus dem Gesamtstrom zu bestimmen, werden das HF-Mitsystem und das HF-Gegensystem nach der Filterung vom Gesamtstrom abgezogen. Wie in Kapitel 6.2.2 gezeigt wurde, haben Lastsprünge aufgrund der Eisensättigung eine Amplitudenänderung des HF-Mitsystems als Folge (siehe Abbildung 6.9).

Diese kann für Sprünge von Leerlauf auf Nennstrom im Bereich 100mA oder mehr liegen. Die Wahl der Zeitkonstanten von 0,25ms für die Mitsystemfilterung stellt sicher, dass Amplitudenänderungen des HF-Mitsystems zu großen Teilen am Filterausgang anliegen, ehe der Stromregler für die Grundschiwingung irriger Weise auf den hochfrequenten Anteil reagiert und Fehler verursacht. Würde man stattdessen die gleichen Zeiten wie beim HF-Gegensystem ansetzen, würde das Mitsystem 3 komplette Umdrehungen ausführen, ehe 63% der Amplitudendifferenz kompensiert sind. Dies reicht aus, um den Stromregler für die Grundschiwingung zu destabilisieren, da dieser versucht, den hochfrequenten Anteil auszuregeln, was aufgrund der Laufzeiten nur zu einem Anstieg des hochfrequenten Anteils führt. Das System wird instabil.

Deshalb wird der Abgriff für die Kompensation des HF-Mitsystems im Gesamtstrom nach dem dritten T1-Glied ausgeführt. Das 4te T1-Glied mit größerer Zeitkonstante dient schließlich dazu, Störungen aus dem HF-Mitsystem selbst zu entfernen. Dies ist nötig, da der Ausgang des letzten Filters für den HF-Mitsystem-Regler benötigt wird. Hochfrequente Störungen wären hier unerwünscht.

Für die Filterung des HF-Gegensystems gibt es keine Besonderheiten. Es ist lediglich erwähnenswert, dass die durch die Filter verursachte Phasenverschiebung nach der Filterung durch einen entsprechend aufgeschalteten Winkel kompensiert werden muss.

Phasenregelkreise / PLLs

Die Erstausslegung der beiden Phasenregelkreise erfolgte mit der Vorgabe, möglichst schnell zu reagieren. Daraus resultieren die sehr kleinen Zeitkonstanten von 2,5ms und 0,25ms. Der entsprechende Verstärkungsfaktor wurde anschließend mit der Vorgabe eines Phasenrandes von 40° bestimmt (Ergebnis: $K_p \sim 284 \text{ s}^{-1}$). Tests am realen System haben dann jedoch gezeigt, dass die Störungen im hochfrequenten Modell für eine solche Verstärkung zu hoch sind, weshalb diese nach unten korrigiert wurde.

Die PLL für das Feldmodell wurde nicht optimiert, sondern so ausgelegt, dass ein Betrieb im gewünschten Übergangsbereich ohne weiteres möglich ist. Die in allen Messungen und Auswertungen eingesetzten PLL-Parameter sind in Tabelle 6 zusammengefasst.

PLL Parameter für HF-Modell	
Abtastschritte zur Drehzahlbestimmung	10
Zeitkonstantem der Drehzahlfilter (2 T1-Glieder)	2,5ms
Zeitkonstante für Filter der Winkeldifferenz (1 T1_Glied)	0,25ms
Verstärkung des P-Reglers	244 s ⁻¹
PLL Parameter für Feldmodell	
Abtastschritte zur Drehzahlbestimmung	10
Zeitkonstantem der Drehzahlfilter (2 T1-Glieder)	2,5ms
Zeitkonstante für Filter der Winkeldifferenz (1 T1_Glied)	0,25ms
Verstärkung des P-Reglers	588 s ⁻¹

Tabelle 6: Parameter für PLL des Feldmodells und des HF-Modells

9.7 Detailaufnahmen der Beschleunigungsverläufe

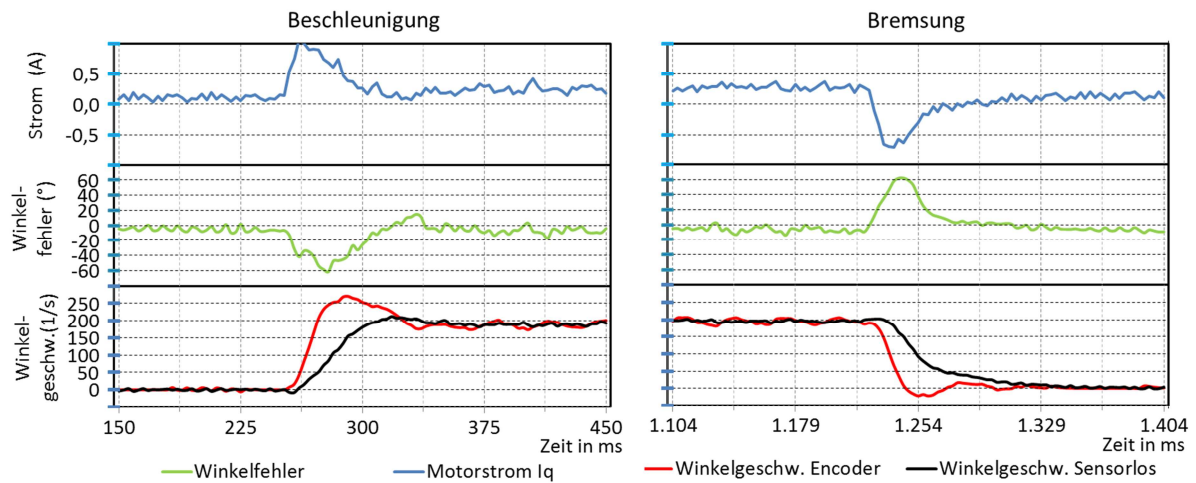


Abbildung 9.6: Beschleunigungsverhalten im Leerlauf

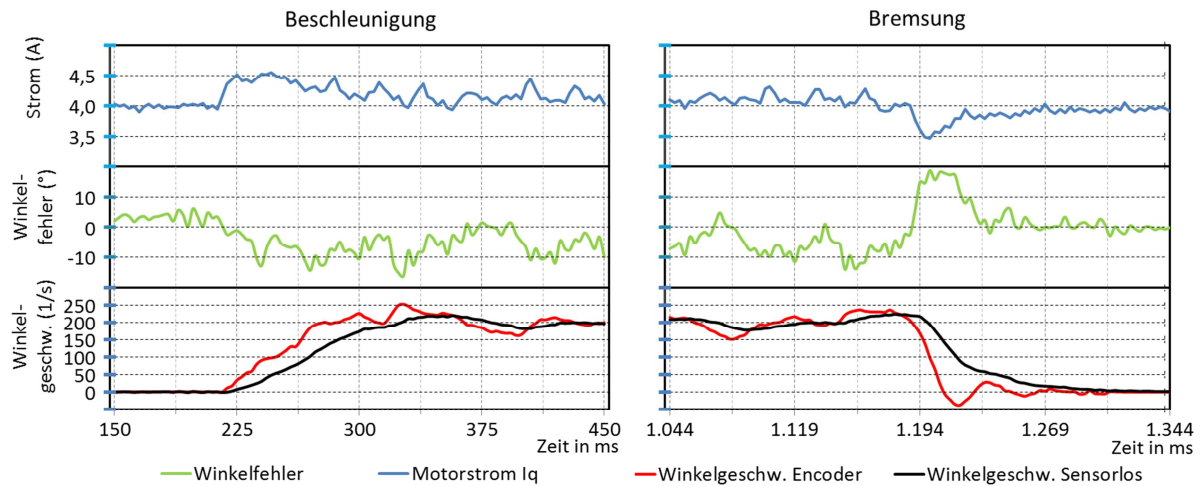


Abbildung 9.7: Beschleunigungsverhalten mit aktiver Last

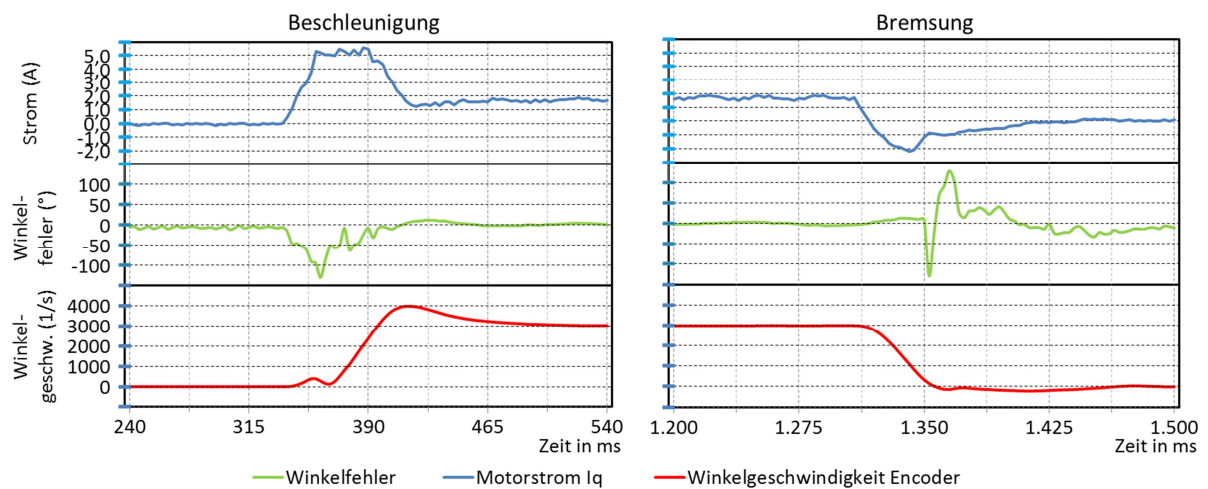


Abbildung 9.8: Beschleunigungsverhalten beim Modellwechsel

10 Literaturverzeichnis

- [1] Thorsten Frenzke, *Geberlose Drehmoment-Regelung für permanenterregte Synchronmaschinen in der Bahntraktion*. Erlangen: Shaker Verlag, 2007.
- [2] Héctor D. Perassi, Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand, Dec. 04, 2006.
- [3] Felix Blaschke, Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine, 1974, Dissertation TU Braunschweig.
- [4] Ichikawa Shinji, Tomita Mutuwo, Doki Shinji, and Okuma Shigeru, "Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Online Parameter Identification Based on System Identification Theory," in *IEEE*, 2006.
- [5] Mark Sumner, Greg Asher, Qiang Gao Yahan Hua, "Sensorless Control for a PM Machine with Reduced Current Distortion using Space Vector PWM Excitation," in *EPE*, Barcelona, 2009.
- [6] G. Scarcella, G. Scelba A. Consoli, "Optimization of Maximum Torque per Ampere Profiles for Sensored and Sensorless Controlled IPMSMs," in *PCIM Europe* , 2009.
- [7] Vladan Petrovic and Aleksandar M. Stankovic, "Position Estimation in Salient PM Synchronous Motors Based on PWM Excitation Transients," in *IEEE*, 2003.
- [8] Germar Müller, *Elektrische Maschinen. Betriebsverhalten rotierender elektrischer*. Berlin: VEB Verlag Technik, 1989.
- [9] Germar Müller, *Elektrische Maschinen - Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise*. Berlin: VEB Verlag Technik, 1982.
- [10] Rudolf Busch, *Elektrotechnik und Elektronik für Maschinenbauer und Verfahrenstechniker*, 3rd ed.: B.G. Teubner, 2003.
- [11] Dierk Schröder, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*, 2nd ed.: Springer-Verlag, 2000.
- [12] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design.*, 1989.
- [13] Dierk Schröder, *Elektrische Antriebe 2 - Regelung von Antrieben.*: Springer-Verlag,

1995.

- [14] Marco Linke, Injektion alternierender Trägersignale zur sensorlosen Regelung, 2003, Dissertation, Bergische Universität Wuppertal.
- [15] S. Beineke et al., "Implementation and Applications of Sensorless Control for Synchronous Machines in Industrial Inverters," in *First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2010, pp. 64-71.
- [16] Joachim Holtz, "Sensorless Control of Induction Machine - With or Without Signal Injection?," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 1, pp. 7-30, Februar 2006.
- [17] L. Jarzewowicz, "Sensorless IPMSM drive with rotor position estimator based on analysis of phase current derivative," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2011, pp. 733-738.
- [18] Y. Hua, M. Sumner, G. Asher, Q. Gao, and K. Saleh, "Improved sensorless control of a permanent magnet machine using fundamental pulse width modulation excitation," *Electric Power Applications*, vol. 5, no. 4, pp. 359-370, April 2011.
- [19] Thorsten Frenzke and Bernhard Piepenbreier, "Position-sensorless control of direct drive permanent magnet synchronous motors for railway traction," in *Power Electronics Specialists Conference*, 2004, pp. 1372-1377.
- [20] G. Bisheimer, M.O. Sonnaillon, C.H. De Angelo, J.A. Solsona, and G.O. Garcia, "Full speed range permanent magnet synchronous motor control without mechanical sensors," *Electric Power Applications, IET*, vol. 4, no. 1, pp. 35-44, Januar 2010.
- [21] Michele Pastorelli, Alfredo Vagati Paolo Guglielmi, "Cross-Saturation Effects in IPM Motors and Related Impact on Sensorless Control," in *IEEE*, 2006.
- [22] Z. Q. Zhu, D. Howe, C. M. Bingham Y. Li, "Modeling of Cross-Coupling Magnetic Saturation in Signal-Injection-Based Sensorless Control of Permanent-Magnet Brushless AC Motors," in *IEEE*, 2007.
- [23] Michael W. Degner and Robert D. Lorenz, "Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp. 1097-1104, September/Okttober 1998.

- [24] R. Wrobel, A.S. Budden, D. Holliday, P. H. Mellor, and P. Sangha, "Design Considerations for Permanent Magnet Brushless Machines for Zero-Speed Sensorless Position Estimation," in *Industry Applications Conference*, 2006, pp. 1494-1500.
- [25] Peter Aicher, *Winkelrekonstruktion und sensorlose Regelung von Hybridschrittmotoren*. München, Deutschland, 2004.
- [26] Nicola Bianchi, Silverio Bolognani, Ji-Hoon Jang, and Seung-Ki Sul, "Comparison of PM motor structures and sensorless control techniques for zero-speed rotor position detection," in *Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, 2006, pp. 1821-1827.
- [27] Manfred Schroedl, "Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the "INFORM" Method," in *Industry Applications Conference*, 1996, pp. 270-277.
- [28] Y. Hua, M. Sumner, G. Asher, and Q. Gao, "Sensorless Control for a PM machine with Reduced Current Distortion using Space Vector PWM Excitation," in *EPE*, Barcelona, 2009, pp. 1-10.
- [29] Ralph Kennel, "Encoderless Control of Synchronous Machine with Permanent Magnets - Impact of Magnetic Design," in *OPTIM*, 2010, pp. 19-24.
- [30] Marco Linke, Ralph Kennel, and Joachim Holtz, "Sensorless position control of Permanent Magnet Synchronous Machines without Limitation at Zero Speed," , 2002, pp. 674-679.
- [31] Paolo Giangrande and Francesco Cupertino, "A simplified position observer for zero-speed sensorless control of synchronous motors," , 2009, pp. 1014-1019.
- [32] Fernando Briz, Alberto Diez, and Michael W. Degner, "Dynamic Operation of Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless Direct Field-Oriented AC-Drives," in *IEEE Transactions on industry applications*, 2000, pp. 1360-1367.
- [33] M. Carpentio, G. Maragliano, M. Marchesoni, and L. Vaccaro, A New Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Algorithm based on Algebraic Method.
- [34] Alfio Consoli, Giuseppe Scarcella, and Antonio Testa, "Industry Application of Zero-Speed Sensorless Control Techniques for PM Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on industry applications*, 2001, pp. 513-521.

- [35] Daniel N. Gevers, Beitrag zur Regelung einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine ohne Lagegeber für Windkraftanlagen, 2004, Dissertation.
- [36] Daniel Navarro Gevers, *Beitrag zur Regelung einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine ohne Lagegeber für Windkraftanlagen*. Ilmenau, Deutschland: ISLE Steuerungstechnik und Leistungselektronik, 2004.
- [37] Alfio Consoli, "AC machines sensorless control techniques based on high frequency signal injection," in *International Conference on Power Electronics and Motion Control*, Kosice, 2000.
- [38] Cyril Spiteri Staines, Cedric Caruana, Nikolas Teske, Joseph Cilia, and Greg Asher, "Sensorless Speed, Position and Torque Control using AC Machine Saliencies," in *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2004, pp. 466-473.
- [39] Lev Rassudov, Einfluss von hochfrequenter Signaleinprägung bei PMSM im Stillstand bei Belastung, 2010, Masterarbeit.
- [40] M.C. Harke, D. Raca, and R.D. Lorenz, "Implementation of a Fast Initial Position and Magnet Polarity Estimation for PM Synchronous Machines in Traction and White Goods Applications," in *IEEE International Conference on Electro Information Technology*, Lincoln, May 2005, pp. 6-11.
- [41] H. Kim, K. Huh, R.D. Lorenz, and T.M. Jahns, "A Novel Method for Initial Rotor Position Estimation for IPM Synchronous Machine Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 5, pp. 1369-1378, September 2004.
- [42] P. B. Schmidt, M. L. Gsperi, G. Ray, and A. H. Wijanayake, "Initial Rotor Angle Detection of A Non-Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Machine," in *IEEE Annual Meeting Industry Applications Society*, New Orleans, 1997, pp. 459-463.
- [43] Joachim Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion," in *Proceedings of the IEEE Vol. 82, No. 8*, 1994, pp. 1194-1214.
- [44] Joachim Holtz and Juntao Quan, "Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification," in *IEEE Transactions on industry applications, Vol. 38, No. 4*, 2002, pp. 1087-1095.
- [45] N. Teske, G. M. Asher, K. J. Bradley, and M. Sumner, "Analysis and Suppression of Inverter Clamping Saliency in Sensorless Position Controlled Induction Machine

- Drives," in *Industry Applications Conference*, Chicago, 2001, pp. 2629-2636.
- [46] C. Silva, G. M. Asher, and Sumner M., "Influence of Dead-time Compensation on Rotor Position Estimation in Surface Mounted PM Machines using HF Voltage Injection," in *PCC*, Osaka, 2002, pp. 1279-1284.
- [47] N. Teske, G. M. Asher, Sumner M., and Bradley K. J., "Analysis and Suppression of High-Frequency Inverter Modulation in Sensorless Position Controlled Induction Machine Drives," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 39, no. 1, pp. 10-18, Januar/Februar 2003.
- [48] J.A.A. Melkebeek, L. Vandeveld, R.K. Boel, K.R. Geldhof, T.J. Vyncke F.M.L.L. De Belie, "A Nonlinear Model for Synchronous Machines to Describe High-Frequency Signal Based Position Estimators," , IEEE, 2005.
- [49] Sergeant Peter, De Belie Frederik, and Jan. Melkebeek, "Effect of Rotor Geometry and Magnetic Saturation in Sensorless Control of PM Synchronous Machines," in *IEEE*, 2009.
- [50] Hans-Dieter Stölting and Achim Beisse, *Elektrische Kleinmaschinen.*: Teubner, 1987.
- [51] Christian Richter, *Elektrische Stellantriebe kleiner Leistung*, 1st ed., Germar Müller, Ed. Berlin: VEB Verlag Technik, 1987.
- [52] Helmut Moczala, Jürgen Draeger, Hermann Krauß, Helmut Schock, and Siegfried Tillner, *Elektrische Kleinmotoren Wirkungsweise, Bauformen, Eigenschaften - Hinweise für den Einsatz*, 2nd ed., J. Wilfried Bartz, Ed.: expert Verlag, 1993.
- [53] Dierk Schröder, *Elektrische Antriebe 4 - Leistungselektronische Schaltungen.*: Springer Verlag, 1998.
- [54] Hans-Jochen Bartsch, *Taschenbuch mathematischer Formeln*, 18th ed.: Carl Hanser Verlag, 1998.
- [55] Alan V Oppenheim and Roland W. Schafer, *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*, 2nd ed., Wolfgang Hilberg, Ed.: R. Oldenbourg Verlag München, 1995.
- [56] Hassan K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 2nd ed. New Jersey, USA: Prentice-Hall, Inc., 1996.

- [57] M. K. Jenkins, D. Howe, and T. S. Birch, "An Improved Design Procedure for Hybrid Stepper Motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, pp. 2535-2537, 1990.
- [58] Thomas Samland. (2011) Positions-Encoder mit replizierten und mittels diffraktiver optischer Elemente codierten Maßstäben. Dissertation.
- [59] Karl Küpfmüller, Wolfgang Mathis, and Albrecht Reibiger, *Grundlagen der theoretischen Elektrotechnik*. Heidelberg: Springer-Verlag Berlin, 1978.
- [60] Ralf Kories and Heinz Schmidt-Walter, *Taschenbuch der Elektrotechnik*, 4th ed.: Harri Deutsch Verlag, 2000.
- [61] H. M. Hämäläinen, J. J. Pyrhönen, and J. Puranen, "Minimizing Skin Effect In Random Wound High Speed Machine Stator," in *EUROCON 2009*, St.-Petersburg, 2009, pp. 752-757.

Zusammenfassung

Im ersten Teil der Arbeit werden die wichtigsten Grundlagen zur Regelung von Synchronmaschinen aufgeführt. Im Einzelnen wird das Modell der PMSM, der Zweipunkt-Wechselrichters und das Verfahren der Pulsweitenmodulation vorgestellt. Anschließend wird die Feldorientierte Regelung erläutert

Es folgt eine Übersicht gängiger Verfahren zur sensorlosen Regelung für Stillstand und mittlere/hohe Drehzahlen. Die zur Abdeckung des gesamten Drehzahlbereiches gewählten Verfahren - Integration der Spannung und Einspeisung eines rotierenden Trägersignals mit direkter Winkelauswertung – werden detailliert beschrieben. Unter anderem wird dabei die Demodulation des hochfrequenten (HF) Stromraumzeigers zur Extraktion der Positionssignale mit synchronous-frame-filtering und Bandpass-Hochpass-Kombination hergeleitet. Auch das Standardverfahren zur Bestimmung der Startposition mittels HF-Signal und der Effekt der Kreuzsättigung werden beschrieben.

Für die praktische Umsetzung wird ein zweiphasiger Hybridschrittmotor (HSM) mit 50 Polpaaren gewählt, der sich durch nahezu identisches L_d/L_q und eine ausgeprägte Eisensättigung auszeichnet.

Der HSM erzeugt eine ausgeprägte Harmonische im HF-Stromraumzeiger. Die Kompensation dieser unerwünschten Anisotropie erfolgt mit Hilfe eines Anisotropiemodells, welches im Detail beschrieben wird. Eine theoretische Abhandlung, untermauert mit Messungen, demonstriert, dass kleine Winkelfehler an bestimmten Rotorpositionen aufgrund von Ungenauigkeiten bei der Kreuzsättigungskompensation und im Anisotropiemodell zur Instabilität führen.

Das Sättigungsverhalten des HSM sorgt dafür, dass kleine Verschiebungen des eingepprägten Stromvektors, wie sie durch Winkelfehler entstehen, die Amplitude des HF-Mitsystems verändern. Ein neu entwickelter HF-Mitsystem-Regler wertet diese Änderungen aus und erzeugt einen Korrekturwinkel zur Stabilisierung der sensorlosen Regelung. Dazu werden aus Motorparametern berechnete Korrekturfaktoren eingesetzt.

Abschließende Tests demonstrieren, dass eine Belastung mit $1,5 \cdot \text{Nennmoment}$ auch im Stillstand möglich ist und der HF-Mitsystem-Regler eine kurzzeitige Überschreitung der dynamischen Grenzen (durch Signalverarbeitung gegeben) erlaubt. Die erreichten Dynamiken sind für industrielle Anwendungen mit moderaten Dynamikanforderungen ausreichend.

Abstract

The first part of this work explains the basics for control of synchronous machines. The model of the permanent magnet synchronous machine, two point voltage source inverter and the pulse width modulation technique are described respectively. Afterwards the field oriented control is illustrated.

Following, an overview of sensorless control techniques for standstill and higher speeds is given. The techniques chosen to cover the whole speed range – integration of voltage and injection of a rotating carrier signal with direct phase analysis – are explained in detail. This includes the demodulation of the high frequency (HF) current space phasor for extracting the position signals with synchronous-frame-filtering and bandpass-highpass-combination. The standard technique for estimating the starting position using the HF signal and the cross saturation effect is also described.

For the practical demonstration a two-phase hybrid stepper motor (HSM) with 50 pole pairs, characterized by nearly identical L_d/L_q and pronounced iron saturation, was chosen.

The HSM causes a significant undesired harmonic in the HF current vector. The compensation of the undesired anisotropy is realized with an anisotropy model, which is described in detail. A theoretical analysis, backed up with practical measurements, demonstrates that small angle errors cause inaccuracies in the cross saturation compensation and the anisotropy model. This leads to instabilities at specific rotor positions.

Resulting from the saturation characteristics of the HSM, small shifts of the injected current space phasor, like those caused by angle errors, change the amplitude of the HF positive sequence. A newly designed HF-amplitude-controller is used to register these changes and generate a correction angle to stabilize the sensorless control. For this purpose correction factors calculated from the motor parameters are used.

Final tests show, that the HF-amplitude-controller allows loads up to 1.5 nominal torque at standstill and enables the control to exceed the dynamic limits given by the signal processing for a short time. The observed dynamics are sufficient for industrial applications with moderate dynamic requirements.